

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3203600号

(P3203600)

(45)発行日 平成13年 8月27日 (2001.8.27)

(24)登録日 平成13年 6月29日 (2001.6.29)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

G 0 1 S 13/26

G 0 1 S 13/26

13/52

13/52

13/93

13/93

Z

請求項の数12(全 32 頁)

(21)出願番号 特願平4-511989

(86) (22)出願日 平成4年5月4日(1992.5.4)

(65)公表番号 特表平5-508479

(43)公表日 平成5年11月25日(1993.11.25)

(86)国際出願番号 P C T / U S 9 2 / 0 3 6 8 7

(87)国際公開番号 W O 9 2 / 1 9 9 8 0

(87)国際公開日 平成4年11月12日(1992.11.12)

審査請求日 平成11年3月3日(1999.3.3)

(31)優先権主張番号 6 9 5 , 9 5 1

(32)優先日 平成3年5月6日(1991.5.6)

(33)優先権主張国 米国 (U S)

(31)優先権主張番号 7 4 5 , 9 2 8

(32)優先日 平成3年8月16日(1991.8.16)

(33)優先権主張国 米国 (U S)

(73)特許権者 999999999

アイブイエイチエス テクノロジーズ  
インコーポレイテッド

アメリカ合衆国 カリフォルニア州 サ  
ンディエゴ ウィロウ コート 10802

(72)発明者 アスバリー ジミー アール

アメリカ合衆国 カリフォルニア州 サ  
ンディエゴ ビーオーボックス 221057

(72)発明者 デイビス ジョン ダブリュー

アメリカ合衆国 カリフォルニア州 エ  
ンシニタス コール ナーシソス 1512

(74)代理人 999999999

弁理士 金田 暢之 (外2名)

審査官 宮川 哲伸

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 多周波自動車レーダシステム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 a) 複数の異なる周波数で連続してレーダ信号を送信するための手段であり、一連の送信時間フレームを通してレーダ信号を連続的に送信するように作動し、各送信時間フレームは、少なくとも、(1)レーダ信号が規準周波数で送信される第1の部分と、(2)規準周波数と異なる周波数でレーダ信号が送信される第2の部分とからなり、前記各部分が複数の送信時間インターバルウィンドウにさらに分割されているような、連続送信手段と、

b) ターゲットに反射してレーダシステムに返ってきた送信されたレーダ信号を複数の異なる周波数で受信するための手段であり、反射されたレーダ信号を受信時間インターバルウィンドウにおいて受信するように作動し、前記各受信時間インターバルウィンドウが前記連続送信

手段の送信時間フレームの送信時間インターバルウィンドウに対応するような、受信手段と、

c) 前記受信手段に接続され、受信時間インターバルウィンドウの選択された1つの間に受信された受信信号における位相シフトの変化率に応じて、レーダ信号を反射したターゲットの遠ざかり速度あるいは接近速度を検出するための手段と、

d) 前記受信手段に接続され、第1の送信周波数に関連付けられた第1の選択された時間インターバルウィンドウの間に受信された信号と第2の送信周波数に関連付けられた第2の選択された時間インターバルウィンドウの間に受信された信号との間の位相差に応じて、レーダ信号を反射したターゲットの距離を検出するための手段と、

e) 前記受信手段と前記連続送信手段とに接続され、送

信されたレーダ信号の受信に関しては使用されていない送信及び受信時間インターバルウィンドウを割り出すための手段と、

を有し、

送信されたレーダ信号の受信に関連しては使用されていない各受信時間インターバルウィンドウが、レーダ信号を反射するターゲットの遠ざかりまたは接近速度の決定とレーダ信号を反射するターゲットの距離の決定とを除く他の機能の実行のために使用可能である、自動車レーダシステム。

【請求項2】前記連続送信手段は一連の時間フレームを通してレーダ信号を連続的に送信するように作動し、各時間フレームは、(1)レーダ信号が規準周波数で送信される第1の部分と、(2)前記規準周波数より高い第1の周波数でレーダ信号が送信される第2の部分と、

(3)前記規準周波数より低い第2の周波数でレーダ信号が送信される第3の部分と、からなる、請求項1に記載の自動車レーダシステム。

【請求項3】前記各時間インターバルウィンドウは、その長さが約 $2\mu\text{s}$ から約 $4.5\mu\text{s}$ の範囲で変化する請求項1に記載の自動車レーダシステム。

【請求項4】a)一連の時間フレームを通して3つの異なる周波数でレーダ信号を連続送信するための手段であって、前記各時間フレームは前記3つの異なる周波数のうちの対応する1つが送信される送信周波数インターバルを有し、前記各送信周波数インターバルが複数の送信時間インターバルウィンドウに分割されている手段と、  
b)ターゲットで反射されてレーダシステムに戻ってきた送信されたレーダ信号を3つの異なる周波数で受信するための手段であって、受信信号が、それぞれ異なる1つの送信周波数インターバルに対応する複数の受信周波数インターバルからなり、各受信周波数インターバルは複数の受信時間インターバルウィンドウに分割され、前記各受信時間インターバルウィンドウがそれぞれ送信時間インターバルウィンドウの異なる1つに対応する手段と、

c)各信号パスが特定の受信時間インターバルウィンドウに関連付けられるように、受信されたレーダ信号を前記3つの異なる周波数に応じて3つの異なる信号パスに振り分けるための手段と、

d)前記3つの異なる信号パスの中の第1のパスに関連付けられた所定の受信時間インターバルウィンドウにおける前記第1のパス内の信号の位相シフトの変化率に応じて、レーダ信号を反射したターゲットの接近速度を検出するための手段と、

e)前記3つの異なる信号パスの中の第2のパスに関連付けられた所定の受信時間インターバルウィンドウにおける前記第2のパス内の信号と前記3つの異なる信号パスの中の第3のパスに関連付けられた所定の受信時間インターバルウィンドウにおける前記第3のパス内の信号

との間の位相差に応じて、レーダ信号を反射したターゲットの距離を検出するための手段と、

f)前記受信手段と前記連続送信手段とに接続され、送信されたレーダ信号の受信に関しては使用されていない送信及び受信時間インターバルウィンドウを割り出すための手段と、

の組み合わせからなり、

送信されたレーダ信号の受信に関連しては使用されていない各受信時間インターバルウィンドウが、レーダ信号を反射するターゲットの接近速度の決定とレーダ信号を反射するターゲットの距離の決定とを除く他の機能の実行のために使用可能である、自動車レーダシステム。

【請求項5】前記3つの異なる周波数のうちの第1の周波数が規準周波数より低く、前記3つの異なる周波数のうちの第2の周波数が規準周波数より高く、前記3つの異なる周波数のうちの第3の周波数が規準周波数である、請求項4に記載の自動車レーダシステム。

【請求項6】a)一連の異なる周波数でレーダ信号を継続的に送信する送信器であって、異なる周波数ごとにインターバルを限定するとともに各周波数インターバル内に複数の送信時間インターバルウィンドウを規定するタイミング信号を供給するためのタイミング発生器と、前記タイミング信号に応じて所望の周波数を表示する信号を供給するモジュールと、前記モジュレータからの信号によって決定される周波数でレーダ信号を送信するための送信器出力と、を有する送信器と、

b)ターゲットで反射されてレーダシステムに戻る送信されたレーダ信号を受信するための受信器であって、複数の信号パスと、前記複数の信号パスに接続された複数の処理装置と、前記タイミング発生器から供給されるタイミング信号に応じて、距離及び遠ざかり/接近速度を決定するために所定の時間インターバルウィンドウの第1の組の間に第1の組の処理装置に対して、受信されたレーダ信号を送り、かつ、距離及び遠ざかり/接近速度の決定とは関係ない機能を実行するために所定の時間インターバルウィンドウの第2の組の間に第2の組の処理装置に対して、受信された信号を送るための復調器とを有する受信器と、

の組み合わせからなる自動車レーダシステム。

【請求項7】前記モジュレータは、電圧レギュレータと、この電圧レギュレータに接続される複数の周波数制御スイッチとを有し、リングカウンタロジック回路からのタイミング信号に呼応して所望の周波数を表わす電圧を前記送信器に供給するように作動する、請求項6に記載の自動車レーダシステム。

【請求項8】前記復調器は複数のアナログスイッチを有し、各アナログスイッチは複数の異なる信号パスのそれぞれに接続されて受信されたレーダ信号を受け取り、前記複数のアナログスイッチは、受信されたレーダ信号をリングカウンタロジック回路からのタイミング信号に呼

応して、複数の異なる信号パスのそれぞれに振り分けるように作動する、請求項6に記載の自動車レーダシステム。

【請求項9】前記受信器はさらに、複数の信号パスに接続され、一連の異なる周波数のひとつに対応する受信された反射信号の位相シフトの変化率に呼応して、レーダ信号を反射したターゲットの遠ざかり速度または接近速度を検出し、一連の異なる周波数の2つの異なる周波数に対応する2つの受信された反射信号間の位相差に呼応して、レーダ信号を反射したターゲットの距離を検出する信号処理手段を有する、請求項6に記載の自動車レーダシステム。

【請求項10】前記信号処理手段はアナログである請求項9に記載の自動車レーダシステム。

【請求項11】前記信号処理手段はデジタルである請求項9に記載の自動車レーダシステム。

【請求項12】レーダ信号受信器は、レーダ信号を反射したターゲットの距離と接近速度に応じてアルゴリズムにしたがいそのターゲットの危険度を検出するためのデータ処理装置を有する請求項6に記載の自動車レーダシステム。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 関連出願

本出願は、「自動車の前進制御のためのレーダシステム」と題された、ジミー・アズベリーとジョン・W・デイビスによる1989年7月7日出願の米国特許出願第07/376,812号の一部継続出願である。

#### 発明の背景

##### 1. 発明の分野

本発明はレーダ装置に関し、さらに詳しくは、以下の3つのタイプのレーダシステムに関する。

(1) 変調された連続波(CW)、もしくはパルスドプラーレーダに使用される特別の回路。この回路は、ひとつ以上のターゲットから返って来るエコー信号間の位相差(ドプラー)を識別できるだけではなく、ひとつ以上のターゲット間の振幅差も識別可能とし、特定のターゲットがレーダシステムによって特に注意すべきであるとして検出された場合に、選択されたエコー信号上へレーダのモニタリングをロックして、前記特定のターゲットからのエコーを継続的にモニターすることが可能とする。

(2) ドプラー周波スペクトルの選択された一部分を条件付けるための特別の回路。この回路は、雨や路傍の静止物体などのレーダシステム環境において、選択されたターゲットに対応するエコー信号だけを希釈化もしくは弱化して、路上の危険物を検出する際にこれらの信号を重要視しないようにする。

(3) 上述のレーダシステムのためのターゲット維持および環境フィルタ。このフィルタは、鳥や路傍の物体に起因する短いターゲットエコーのせいでレーダ装置が誤った警報を示さないようにするものである。

#### 2. 関連技術

本件出願と同一出願人による1987年6月16日発行の米国特許第4,673,937号(発明者:ジョン・W・デイビス)には、自動車レーダの技術分野で最先端と思われる自動車レーダシステムが開示されている。しかしながらこのレーダシステムでは、同じような振幅の複数のターゲットエコー信号から個別のターゲット信号を識別することができず、したがって、別の新たなターゲット信号に置き換えられるまで特定のターゲット信号上にロックすることも不可能である。

高速道路での移動物体あるいは静止物体との衝突を回避するために自動車操作の安全性はさらに改善される必要がある。さらに、連続してつながる自動車間の距離、速度、移動方向をモニターして、現在利用可能な道路を保持しつつ、路上を走る自動車密度を安全に増加させることも必要とされる。すなわち所定の道路を一定時間に走る自動車の数を安全に増加させ、これら自動車に乗っている人の安全性を今以上に高めることが望まれる。

本発明は、自動車道路を走行する特定の自動車について起こり得る危険状態をモニターするための、改善された自動車レーダシステムに関する。

また、渡辺(外数名)による米国特許第3,952,303号にも示されるように、時間分割ベースで3つの異なる周波数で送受信し、その内の2つは距離、接近速度、および衝突の可能性を検出するために使用され、3番目の周波数は先の2つの周波のひとつと関連して、ターゲットの方向性を検出するために使用される。しかしながら、このような3周波システムは、所望の情報を検出するために別の技術を使用してもっと単純化され得るし、また、送受信フレームに含まれる周波数のうち、異なる周波数の信号が分離されて残りの信号部分は使用されない、一部だけを受信に必要とする送受信フレームは、不経済である。

さらに、一連の複雑な事例から有意義な必要情報を取り出すためには、自動車衝突回避レーダシステムに戻るエコー信号を条件付ける必要性もある。このようなシステムでは、レーダシステムはアンテナを介してRF信号(ラジオ周波:高周波)を外に送信し、ターゲットが存在すれば、送信されたRF信号を反射して、反射された信号はアンテナに返される。たとえ強反射するターゲットが存在しても、ターゲットの検出は、非常に良好からターゲットの存在なしまでの範囲にある。レーダーターゲットの後方散乱現象は、遠方のターゲットやフリースペース(自由空間)においてはかなり理解されるが、路面付近のターゲットの大きさと形に関しては、自動車回避システムの演算処理回路に思いがけない問題を引き起こす。特に、雨などの環境ターゲットや、高架や標識など、危険はないが強反射を返す路傍のターゲットは実際に危険なターゲット(対向車など)からの信号情報を曖昧にしてしまう。それゆえ、自動車にとって実際に危険

なものと比べて危険性のないターゲットを弱めるために、受信されたドプラー周波数スペクトルを条件付けることが望ましい。

#### 発明の目的

本発明の目的は、新規の自動車衝突回避システムを提供することにある。このシステムは、複数の見込み障害物あるいはターゲットをモニターして、その中で最も顕著なターゲットを選択してモニターを続ける。この中には、選択されたターゲットよりもさらに強いターゲットが現れるまで、自動車にそのターゲットにロック（固着）し、別のターゲットが現れた時点で新たなターゲットへ固着を移すシステムも含まれる。また、即座にひとつのターゲットから別のターゲットにモニタリングを移行させるシステムも含まれる。

本発明の別の目的は、レーダによって受信されたターゲットからの信号のうち、曖昧な信号を消去して、自動車レーダシステムの正確さを改善することである。

さらに別の目的は、レーダによって受信されたターゲットからの信号のうち、曖昧な信号を弱めて（減じて）自動車レーダシステムの正確さを改善することである。

また別の目的は、あるターゲットがモニターを続けるために選択されたかどうかを運転者に表示する自動車レーダシステムを提供することにある。

さらに、異なる周波数の受信信号が演算処理され、結合されて、簡略な回路を用いた正確な方法で所望の情報がもたらされる、2周波以上のレーダ周波数システムを提供することも、本発明のひとつである。

さらにまた、受信フレームの中で使用されない部分は識別されて分離され、その部分がレーダシステムのひとつあるいは複数のサブシステムと結合されて使用されるような多周波レーダシステムを提供することも、本発明の目的である。

また別の目的として、自動車衝突回避システムのためのドプラー周波数スペクトルディエンファシス機能の提供がある。特に、自動車にとって高い危険性を示すものに比べて危険性のないターゲットを弱めるために、選択ベースで受信されたドプラー周波数スペクトルを条件付けることが本発明の目的とされる。

さらに別の目的は、鳥などの移動物体や路傍の物体からの短いエコーによって誤った警報を与えないように、ターゲット維持および環境フィルタを有するレーダシステムを提供することにある。

#### 発明の開示

本発明は、レーダによる自動車エキスパート警告システムを提供することによって自動車操作の安全性を改善するためのシステムに使用される。このレーダ警告システムは、運転者が第1ゾーンとして定義される安全な状況下で通常の安全運転を継続することを可能にし、また、安全状態が前記第1ゾーンから危険性を帯びた第2ゾーンに移った時に、この移行状態を運転者に警告する

システムである。このシステムは、運転者が第1ゾーンに戻らないかぎり、他の物体との衝突が起きることを警告する。

警告は、衝突が起きる前に運転者が減速、停止、あるいは路線変更などによって危険物やり過ごし、危険な状態を正すための十分な時間的余裕をもって与えられる。これは、本発明のシステムを備えた自動車が進行方向を継続的にモニターし、運転者のノーマル（安全）ゾーンを越えた場合に警告を発することのできるエキスパートレーダシステムによって達成される。

本発明は特に、自動車が危険な状態にある運転者に十分な時間的余裕を持たせて警告を発し、その警告によって他物体との衝突などの危険状況を回避する自動車エキスパートレーダシステムに関するものである。このシステムは、自動車が危険な状況にないときには作動せず、運転者に不必要な動揺を与えないように設計されている。このシステムは、選択された距離内での複数のターゲットをモニターし、より危険性の高いターゲットが現れるまで、その中の最も顕著なターゲットにロックして、残りのターゲットを切り捨てる。レーダによって生成された情報を集め、そこから自動車にとって最も顕著な（危険な）物体を検出してそこにレーダをロックし、選択された物体の接近速度を検出する。レーダによる情報は、自動車前進速度、ステアリング角度、加速およびブレーキなどの運転状態変更因子とともに、レーダ信号プロセッサで加算される。前進制御のアルゴリズムは、それらの重要度に応じてあらかじめ選択された規準値に相互に関連する値で、加算される種々の入力的重要度を求める。このアルゴリズムは、最低3つの自動車操作ゾーンを仮定する。すなわち、安全ゾーン、通常警告ゾーン、危険ゾーンの3つである。

これらのゾーンは運転者の通常の運転態度に応じて決定される。例えば、穏やかな運転者には、過激な運転者よりも小さい安全ゾーンが設定される。アルゴリズムの結果値が、特定の運転者の安全ゾーン内にある加算出力レベルならば、レーダの作動は継続するが警告は発せられない。アルゴリズムの加算出力信号レベルが安全ゾーンを越えて危険ゾーンに入った場合は、レーダは運転者に危険状況を知らせる出力信号を発し、危険度が増すにつれて（すなわち、アルゴリズム信号が正の方向へ増加するにつれて）、より激しく警告を発する。穏やかな運転者は390ユニットの最大安全ゾーンを有し、過激な運転者は410ユニットの最大安全ゾーンを有するとする。アルゴリズムによって考慮された結果値が388ユニットである場合、前者（穏やかな運転者）にとって警告はまだ発せられず、同様に、後者（過激な運転者）にとってアルゴリズム結果値が409ユニットであった場合、これは安全ゾーンを越えないので、やはり警告は発せられない（平均的な警告レベルは400ユニットである）。もし、アルゴリズム出力がそれぞれ390、400、410ユニッ

トを越えたとすると、レーダはそれぞれの運転者に対して、差し迫った危険あるいは他物体との衝突の危険性を警告する。

最初の警告は、運転者がブレーキをかけるか、検出された物体との衝突を避けるために進路を変更するだけの時間的な余裕を有するタイミングで発せられる。最初の警告が無視された場合、今度は運転者が即座に行動を取ったならば衝突は回避されるようなタイミングで、再び警告が発せられる。警告は、運転者の実際の処置によって危険物が回避されたか、あるいは衝突が起こってしまうまで発せられる。危険度が増すにつれて、レーダによって生成された警告の強さと激しさも増加する。これはより危険な状況を目撃した人が興奮状態を強めるのにも似ている。すなわち、第1の警告を穏やかな話し言葉による警告とするなら、それに続く警告はそのトーンと音量をより感情的に増大させ、衝突直前の最終的な警告は「スクリーム（叫び）信号」ともいえる。

さらにまた本発明によると、多周波送信システムと、これによって単順化された回路を利用することも可能である。3つの周波数を使用した本発明の第1の実施例では、一連の送信時間間隔（もしくは送信時間フレーム）内で連続して送信されるレーダ信号は、最初に標準周波数より低い固定周波数で送信され、次いで標準周波数より高い周波数で送信され、最後に標準周波数で送信される。レーダシステムの受信部内にあるタイミング回路は、送信フレームに対応する一連の受信インターバル（もしくは受信フレーム）を規定する。各受信フレームは、ターゲットで反射して前記3つの周波数のうちのどの周波数で返ってきた信号かを識別し、これをその周波数に対応する選択されたチャンネルに送る。ある周波数での受信信号はドプラーチャンネルに送られ、残りの2つの周波数での受信信号は一对のレンジチャンネルに送られる。ドプラーチャンネル内で位相ずれレートが測定され、ターゲットの接近速度（正あるいは負の）が示され、一方、一对のレンジチャンネルでは、それらの間の位相差が測定されてターゲットの距離と方向性が示される。ターゲットの接近速度、距離、方向性、自動車速度、その他のパラメータは、複数の反射信号の中での最強の信号に集中するように条件付けられ、データプロセッサに送られる。このデータプロセッサは、前進制御のアルゴリズムを実行して危険度を検出し、必要な場合は警告を発するために使用される。

さらに本発明によれば、送受信フレームは複数の時間間隔ウィンドウに分割される。送信フレーム内で、送信された各周波数はフレームを構成するウィンドウの一部分（サブセット）であるインターバル（間隔）に制限され、同様に受信フレーム内で、反射された各周波数はフレームを構成するウィンドウの一部分であるインターバルに限定される。送受信フレーム内の残りのウィンドウは空いており、これらは有意義な情報を供給するため

に、ウェイサイドランスポンダーを使用したサブシステムと組み合わせられて送受信に使用されてもよい。

さらに本発明によれば、ターゲットから受信されるエコー信号のオーディオ周波ドブラスベクトルのうち、一部が選択的に条件付けられ、もしくは弱められ（ディエンファシス）、雨や強反射する路傍のターゲット（高架や標識など）からの信号は減衰される。こうして、自動車道路の危険物の存在を検出する際に、自動車衝突回避レーダシステムの演算処理回路によってこれらの信号が重要視されることを回避する。本発明のひとつの実施例では、このような信号のディエンファシスはローパスフィルタによって達成される。実施例のローパスフィルタは、信号維持（ディエンファシスなし）、第1レベルでの信号ディエンファシス、第1レベルより高い第2レベルでの信号ディエンファシスの中で、選択的にスイッチ切り替え可能である。第2の実施例では、操縦可能なノッチフィルタが設けられ、運転者本人の自動車速度に近い速度を持つターゲットからのエコー信号に対しては減衰を強化する。第2の実施例での信号ディエンファシスの度合いは、雨などの特定の条件に応じて減衰を強められるように、少なくとも2つのレベルで選択可能である。発明的な機能を達成するために、本発明の実施例はアナログ回路でもデジタル回路でも使用され得る。

本発明はまた、ドプラー方向検出回路とリセット可能な遅延回路とを有するターゲット維持および環境フィルタをも含む。受信されたエコー信号が、警告を発するだけの期間遅延回路にとどまらない場合は、この遅延回路はリセットされる。つまり、エコー信号は少なくとも遅延回路内伝達時間の期間はとどまるべきであり、そうでない場合は、遠ざかる（それゆえ危険性のない）物体からの信号であると考えられる。

上述のような本発明の目的、特性、利点は、添付の図面とともに以下で述べる実施例の説明からより明確なものとなる。

#### 図面の簡単な説明

図1は、米国特許第4,673,937号の図2を示している。

図2は、米国特許第4,673,937号の図2Aを示している。

図3は、米国特許第4,673,937号の図2Bを示している。

図4は、米国特許第4,673,937号の図2Cを示している。

図5A、5B、5Cは、本発明を実施する回路であり、米国特許第4,673,937号に示される回路に組み込まれる回路図である。

図6は、図5A、5B、5Cの回路と関連して使用される送受信フレームを示す図であり、本発明によるレーダ信号のウィンドウ分割された3周波送受信を示す図である。

図7は、図6のウィンドウ分割3周波フレームを使用したレーダシステムのフロントエンド回路のブロック図である。

図8は、図7のフロントエンド回路の一部分の詳細なブロック図である。

図9は、図7のフロントエンド回路によって与えられる、異なるチャンネル内での位相ずれのサンプリングを示す波形図である。

図10は、接近速度サンプル包絡線内のサンプルのプロットであり、図7のフロントエンド回路によって与えられるチャンネル内での位相サンプリングを示している。

図11は、図7のフロントエンド回路とともに用いられる信号条件付け回路のブロック図である。

図12は、本発明の実施例によるディジタル信号プロセッサのブロック図である。

図12Aは、本発明のターゲット維持および環境フィルタの実施例を示す概略図である。

図12Bは、図12Aに示される回路への入力波形の第1の例を示す図である。

図12Cは、図12Aに示される回路への入力波形の第2の例を示す図である。

図13は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例における「通常」状態を示すものである。

図14は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例における第1レベル条件（「フリーウェイ（高速道路）」条件）を示すものである。

図15は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例における第2レベル条件（「雨」条件）を示すものである。

図16は、本発明の実施例のアナログバージョンの概略図である。

図17は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例における「可変環境」条件を示すものである。

図18は、図17（1257）に示される「可変環境」条件機能を実行するための回路ブロック図である。

図面中、同じ符号は同一の構成要素を示すものとする。  
実施例の詳細な説明

図1～4に関して、これらの図面の説明は本件出願人と同一出願人の米国特許第4,673,937号に述べられている。

図2の回路は米国特許第4,673,937号の図2Aを示すものである。この回路は、システムクロック52とデュアルダイプレクサ発生器54を、3.5MHzクロック516、1/7カウ

ンタ514、およびタイミング発生器518に置き換え、ローパスフィルタ68と復調スイッチ100とローパスフィルタ102Dを削除することによって、図5A～5Dに示される回路に改良される。またA6Bは入力Bにつながれ、ログ（対数）ーリニア変換器70とドプラー制御チャンネルPに接続される。

図3は米国特許第4,673,937号の図2Bを示しており、この回路は、コンプレッサアンプ104Aと104Bの次にステアリングバンドパスフィルタ510と512を挿入し、アンプ106A、106B、コンバレータアンプ104C、104D、アンプ106C、106D、スクエアリングアンプ108C、108D、位相検出器116、遠距離スロープインバータ92、遠距離インテグレート118、遠距離コンバレータ120を削除し、レンジ無効ポイントK4をBB3に接続することによって、図5A～5Dのように改良される。

図4は米国特許第4,673,937号の図2Cを示しており、この回路は変形されずにこのまま残る。

図5A、5B、5Cは新たな回路であり、1/7カウンタ514、3.5MHzクロック516、タイミング発生器518、第4準位ステアリングバンドパスフィルタ510および512、15dbアンプ520、30dbディエンファシスアンプ522、スクエアリングアンプ524、位相ロックループ526、マルチパス／ターゲット検出器528、67 $\mu$ s単安定オシレータ530、10ms単安定オシレータ532、1/2フリップフロップ534、100ms第2順位インテグレート536、電圧／周波数コンバータ538、ブートストラップ回路540を有する。ここに列挙された新たな構成要素は、お互いに配線接続され、米国特許第4,673,937号に示される回路に接続される。

図5および6に示される本発明の操作では、位相および位相変化率（ドプラー）に加えて、複数のターゲット間の振幅差が、ドプラー制御チャンネルもしくは520～524（S～S2）を有する回路によって求められる。

送信器中心周波数での主要ターゲットの振幅数は、図6に示される時間シーケンス間隔7において検出される。主要ターゲットのドプラーレートは、レンジチャンネルTおよびUと、ドプラーチャンネルSとの双方で比例周波数を生成する。レンジチャンネルA6～A17とA6A～A17Aは、振幅幅の相違を無視して、相似形（シンメトリカル）の非常に正確な位相ずれ演算処理を行う。一方、ドプラー制御チャンネルSは位相ずれを無視するが、振幅幅の相対的な相違を注意深く保存する。ターゲットの識別に使用されるのはこれら振幅幅の相違であり、レーダ受信器は操縦可能な位相ロックループS2～S9によって最も危険性のあるターゲットに調整される。

S2のドプラー制御チャンネルの出力において、ひとつの単安定オシレータ530とローパスフィルタ536からなる（当業者にとって周知の）周波数／電圧コンバータ（FVC）はドプラー電圧入力をドプラー制御チャンネルのブートストラップ回路540に送る。

ターゲットの接近速度が速ければ早いほど、ドプラー



電圧も高くなる。ドプラー電圧は0～5VDC（直流）であり、ここにおいて5ボルトは、時速200マイルのドプラー速度に匹敵する。ドプラー電圧は位相ロックループ（PLL）526の位相コンパレータの出力エラー電圧に加算され（S6）、次いで電圧／周波数コンバータ（VFC）に送られる（S7）。周波数コンバータ出力はドプラー周波数を128倍したものであり（S9）、この出力は位相ロックループ526と2つのレンジチャンネルT、Uに送られ、ステアリングバンドパスフィルタ（SBPFs）510と512の中心周波数を周波数20Hz～14.4KHzの範囲内で調整する。この周波数範囲はドプラー速度0.3～200マイル／時間に匹敵する。ステアリングバンドパスフィルタの調整されたバンドパス周波数は、電圧／周波数コンバータ538の出力周波数を256で除算したものであり（S8）、SBRFクロックの周波数でもある（S9）。この周波数は、位相ロックループがドプラーチャンネルSに現れた複数の周波数（すなわち異なるターゲット）のうちのひとつにロック（固着）した場合に選択され、レンジチャンネルT2、U2の双方で維持される。上記複数の周波数は、（1）複数のターゲットからのレーダエコー、（2）マルチパスで戻ってきた信号エコー、（3）注目すべきターゲットとなるには遠すぎる物体から反射されたエコー、に起因して現れるものである。PLLのロック周波数は、最大振幅数を有するドプラーチャンネルS1での周波数である。この振幅はターゲットとレーダエコーの強さに応じて変化し、ターゲットまでの距離が増大すれば振幅は減少する。

このようにして、最も顕著なターゲットから得られたレンジチャンネル位相情報は、2つのレンジチャンネルT2とU2においてステアリングバンドパスフィルタによる次の距離演算のために選択される。S2～S9でフェイズロックループを最も顕著なターゲットに固着するドプラー制御チャンネルがS1で行う振幅の識別によって、前記ターゲット以外のすべての位相情報は、残りのレンジチャンネル条件付け回路に入る以前に弱められる。このドプラー制御システムは、システムが複数のターゲットからひとつのターゲットを選択して、それを隔離することを可能にする。

ドプラー周波数のスパンが20Hz～14.4KHz（ドプラー率0.3～200マイル／時間）の範囲内で（S2）、ステアリング電圧（S7）によってステアリングバンドパスフィルタの正確な調整がなされ、位相ロックループをロックする。この電圧S7はドプラー電圧S4の合計と、位相ロック検出器の出力エラー電圧S6とから引き出されたものである。ドプラー電圧による位相ロックコンパレータの出力S6（すなわちエラー電圧）のブートストラップ出力の総数を増大させるために、周波数／電圧コンバータ（FVC）S7に送られる前にS2～S4で周波数／電圧コンバータが用いられ、これによって、迅速なターゲット選択固着のための高電圧巡回速度と素早い周波数シフト（S9）が

可能となる。

位相ロックループエラー電圧S6がゼロになる場合もやはり、ターゲットロック条件を示している（BB3）。これによって電圧／周波数コンバータへの入力S7の変更を中止する。この時点で、周波数出力は最も顕著なターゲットのドプラー周波数S2の128倍に安定され（S9）、ステアリングバンドパスフィルタのクロック周波数として使用される。ステアリングバンドパスフィルタは、選択されたターゲットの接近速度あるいは遠ざかり速度（T2、U2）に関するレンジフェイズ情報を通すために調整されている。レンジチャンネルの異なる位相情報は最終的には方向ドプラー検出器112に送られ（A17、A17A）、ターゲットの方向（E4）と近距離位相検出器110の出力において第1ターゲットまでの距離を導き出す。レンジ電圧は、0～5VDC（直流）であり、5VDC＝100フィートである。追加ターゲットT1、U1を識別するために使用される別の位相シフト情報は、第1ターゲットチャンネルT2、U2においてステアリングバンドパスフィルタの出力で減衰される。第1ターゲット周波数がステアリングバンドパスフィルタT1、U1でノッチ出力によって除去されたら、残りの異なる位相情報は前述と同様の処理をされ、第2のあるいはそれ以上のターゲットの距離、ドプラー速度、相対的な方向性を求める。

振幅検出器（ドプラー制御）チャンネルS2の出力周波数は、ターゲットの接近／遠ざかり速度を検出するために使用される。この出力はまず、比例するステアリング電圧S7に変換され、位相ロックループVFコンバータ538に送られる。この電圧S7は2つの要素からなる。ひとつは位相コンパレータS6から得られるエラー電圧であり、これはより高い周波数を有する入力S2のための正の出力電圧を生成する。第2の要素は、ドプラー制御チャンネル周波数S2から得られる電圧である。このチャンネルの周波数はターゲットの接近速度に対応し、比例するドプラー電圧S4に変換される。この電圧はすでに存在するステアリング電圧S6に加算され、位相ロックループは低い方の接近速度から高い方の接近速度で動くターゲットの周波数に移行する。

ターゲットが絞られると、位相ロックループ526からの出力エラー電圧はゼロになり（S6）、電圧S4だけを残して、位相ロックループを位相-コヒーレント周波数ロックにセットする（S9）。このプロセスにおいて、ドプラーチャンネルS1の出力は、接近速度に比例する反復速度を有する矩形波S2となる。この矩形波によって、ワンショット・マルチバイブレータ530は可変のデューティサイクル幅（デューティ比が可変）のパルス列S3を生成し、このパルス列はDC電圧S4に統合（積分）される。

DC電圧S4の振幅は、別のパルスで充電される前にどの位の間インテグレータ536を放電状態におくか、すなわちパルスリカレンス周波数（recurrence-frequency）によって決まる。ゆっくりと移動するターゲット上のDC

電圧は、速く移動する物体のDC電圧より低い。DC電圧は0～5ボルトの間で(S4)直線的に変化し、これは時速200マイルまでのターゲットの相対速度に比例する。

前記米国特許第4,673,937号の回路の残りの部分は、その特許における説明通りに機能する。

本発明の別の実施例

図6の波形を使用したレーダシステムの別の例では、図7に示されるフロントエンド回路710を含む。図7～11と関連して以下で述べるように、このような回路は3つの異なる周波数で受信された信号に応じて、ターゲットの接近速度と距離を含む所望の情報を検出する。さらに、このシステムの回路は、図6に示されるように、各送信フレームと受信フレームを複数の異なる時間間隔ウィンドウに分割する。複数のウィンドウのうち、一部だけが3つの異なる周波数での送信レーダ信号の受信と関連して使用される。したがって、タイムスペースを構成するか、さもなければ浪費されることになる残りのウィンドウは、レーダシステムのサブシステムによる別の機能に使用されることができる。

図6に示されるように、送信フレーム610とこれに対応する受信フレーム612は、この例ではそれぞれ $18\mu s$ の長さであり、したがって、毎秒55,555個のフレームが生じる。送信フレーム620と受信フレーム612は9つのウィンドウ614に分割され、同じ長さの時間間隔を構成する。ひとつのウィンドウの長さは $2\mu s$ の長さになる。送信フレーム610と受信フレーム612を、送信されたレーダ信号の時間スケールに関して伝達距離に当てはめてみるなら、送信フレーム610と受信フレーム612のそれぞれは、送信器から9,000フィートの距離に相当し、各ウィンドウ614は1,000フィートに相当する。

図示される実施例では、送信フレーム610は616、618、620の3つの異なる周波数間隔からなる。連続して生成されるレーダ信号は、616、618、620の周波数インターバル内の3つのそれぞれ異なる周波数で送信される。このことは、24.125GHzの規準周波数を用いて、時間分割ベースで周波数のスイッチ切り替えによって達成される。第1の周波数インターバル616では、前記規準周波数より0.000125GHz低い24.124875GHzに固定された第1の周波数が用いられる。図6に示されるように、第1の周波数インターバル616は、送受信フレーム610と612に沿って延びる9つのウィンドウのうちの最初の3つを包含する。第2の周波数インターバル618と第3のインターバル620はそれぞれ、第4～第6のウィンドウと第7～第9のウィンドウを含む。

第1の周波数で送信されターゲットで反射（あるいは反響）されたレーダ信号は、図6の受信フレーム612内の受信インターバルR1において検出される。第2のウィンドウ614の開始時に始まる受信インターバルR1はこの第2ウィンドウより短く、420フィートの距離に換算される長さを持つ。第1の周波数は、第2ウィンドウの受

信インターバルR1で受信されるので、第1周波数インターバル616内の第1と第3のウィンドウは空いており、別のシステムに使用されてもよい。

第2の周波数は、第4～第6のウィンドウを有する第2周波数インターバル618の間に送信される。第2の周波数は規準周波数24.125GHzに0.000125GHzを加算した値、すなわち24.125125GHzとされる。

第2の周波数は、第5ウィンドウの開始時に始まる受信フレームR2で検出される。R1と同様に、R2もまた第5ウィンドウより短い間隔であり、距離にすると420フィートに換算される。R1とR2の実際の間隔は $0.86\mu s$ である。第5ウィンドウ内で第2の周波数が受信されるので、第4と第6のウィンドウは空いており、他の目的に使用できる。

第3の周波数は規準周波数24.125GHzであり、第7、8、9のウィンドウからなる第3の周波数インターバル620で送信される。第3（あるいは規準）周波数は、第7のウィンドウ開始時に始まるドプラーチャネル(DC)受信インターバルで検出される。R1およびR2の受信インターバルと同様に、受信インターバルDCも $0.86\mu s$ の長さを持ち、420フィートの地上距離に相当する。第3の周波数は第7ウィンドウ内で受信されるので、第8と第9のウィンドウは空いており、他の目的に使用できる。

図7に示されるフロントエンド回路710は、3つの異なる周波数でレーダ信号を送受信し、図6の送信フレーム610と受信フレーム612を規定するために用いられる。このフロントエンド回路710はとりわけ、ターゲットから返ってきた受信エコー信号をあらかじめ増幅させ、復調されたターゲットエコー信号の位相ずれサンプルをとり、復調器/受信機チャネルを選択し、そのターゲットエコー信号の振幅識別をする機能を果たす。

レーダ送信を規定する信号を供給する変調器711は、タイミング発生器712によって制御される。タイミング発生器712は、規準周波数変調信号J1とJ2を介して変調器711をデジタル的に制御する。この制御は、変調器711の周波数シフトを調整し、受信されたエコー信号J3、J4、J5、J6をそれぞれ3つの異なる受信機/復調チャネルK1、K2、K3に同期順次スイッチ切り替えすることによってなされる。このタイミング発生器712は、後述の方式で図6の送信フレーム610と受信フレーム612を規定する。

フロントエンド回路710はまた、プリアンプ714と、信号バスK1、K2、K3のためのローパスフィルタを有する。前記信号バスK1、K2、K3は、各チャネル（図10参照）におけるショートサンプリング出力パルスを、レーダアンテナ716（図9参照）のビーム幅の範囲内にあるすべてのターゲットにおける連続サイン（正弦）波に統合（積分）する。レーダアンテナ716は、ガンダイオード送信器720の形態をとっているレーダ送信器から送信された信号を受けとるマイクロ波回路718に接続され、このガ



ン送信器は変調器711に接続される。レーダアンテナ716で受信された信号は、ターゲットで反射されて戻ってきた信号であり、マイクロは回路718によって、RFミキサ722を介してプレアンプ714とローパスフィルタに供給され、ミキサダイオードバイヤスを供給する。プレアンプ714は、復調器726を介して、3つの受信機復調信号バス（広くは信号バス）K1、K2、K3に接続される。復調器726は、タイミング発生器712からのタイミング信号J3～J6によって制御される。タイミング発生器712には、3.5MHzクロック728が1/7カウンタ730を介して供給される。3.5MHzクロック728はまた、各受信復調信号バスK1、K2、K3内のそれぞれ20KHz第5順位ローパスフィルタ（LPF）732に送られる。

連続波（CW）ダイオードタイプのガン送信器720は、図6の各送信フレーム610内の3つの周波数シフト調整インターバルの特定のシーケンス内でその周波数を変更させる。図6に示されるように、1シーケンスは、第1周波数インターバル616における24.124875GHzの第1の周波数と、それに続く第2周波数インターバル618での24.125125GHzの第2周波数、そして第3の周波数インターバル620での24.125GHzの規準周波数とからなる。レーダアンテナ716によってターゲットから受信され、マイクロ波回路718によってRFミキサ722に供給されるエコー信号は、送信器周波数がシフトされるように同じシーケンスJ1～J6で結合され、ひとつのフレーム内で送受信される3つの周波数のそれぞれの位相変更を識別する。第1レンジの信号バスK2と第2レンジの信号バスK3との間の位相シフトの差は、ターゲットの距離を表し、ドブラー制御信号バスを含む信号バスK1の位相ずれレート（周波数）は、ターゲットの遠ざかり速度もしくは接近速度を表す。ドブラー周波数は、およそ20Hz～14.4Hzオーディオ周波数スペクトルである。

ドブラー信号バスK1は、20KHz第5順位ローパスフィルタ732に加えて、20KHz第2順位ローパスフィルタ734も有する。同様に第1レンジ信号バスK2および第2レンジ信号バスK3も20KHz第2順位ローパスフィルタ734を有する。ドブラー信号バスK1内の20KHz第2順位ローパスフィルタ734の出力は、15dbアンプ736を介して接続される。第1および第2のレンジ信号バスK2、K3内の20KHz第2順位ローパスフィルタ734は、40dbコンプレッションアンプ738を介して連結される。

図8は、図7のフロントエンド回路710の一部分を詳細に示した図である。図7と関連して述べられるように、ガン送信器720は、変調器（モジュレータ）711に呼応して送信フレーム610の3つの異なる周波数を供給する。変調器711は、電圧調節器810と周波数制御スイッチ812を有するものとして図8に示されている。図7のタイミング発生器712は、リングカウンタロジック回路814を有し、このリングカウンタロジック回路はタイミング制御信号をスイッチ812と復調器726とに供給するように

連結される。リングカウンタロジック回路814はまた、周波数除算器である1/7カウンタ730にも接続され、1/7カウンタ730は図7と関連して述べられるように、3.5MHzクロック728に連結される。図8に示されるように、3.5MHzクロック728は3.5MHz発振器を有し、1/7カウンタ730は7:1周波数除算器を有する。

図8に示され、+5.0ボルトの安定出力を有する電圧調節器810は、ガン送信器720のダイオードに連結される。ガン送信器720のガンダイオード（ガン発振器）は、送信発振器として機能し、その周波数はそこに印加される電圧によって決まる。ガン送信器720によって供給される周波数を制御するために、ガンダイオードに流れる電流（通常145ma）は、図7のタイミング信号J1とJ2の制御の下に漸次（シーケンシャルに）増加する。電流の増加につれて、その結果電圧の低下が生じ、これによってガン送信器720の周波数が変わる。

図8の回路の一部は、位相ずれサンプリング回路として機能し、受信されたターゲットエコー信号をドブラー信号バスK1と、第1レンジ信号バスK2と第2レンジ信号バスK3とに振り分ける。この信号振り分けは、信号バスK1、K2、K3のいずれかに送られる周波数をガン送信器720が送信する時間内の一部で行われる。リングカウンタロジック814は、ガン送信器720のダイオードに印加される電圧と、これによって送信器720から生成される周波数とを制御する。周波数除算器730は、発振器728の3.5MHz周波数を7で除算して500KHzの周波数を生じ、これはリングカウンタ814に印加される。この周波数は、リングカウンタ814の9つの出力ピンのそれぞれにおいて連続して（シーケンシャルに）正の出力パルスを生成する。この内の3つの出力は信号J2を供給するためにまとめてオア（論理和）され、信号J1を供給するために別の3つの出力がまとめてオアされる。リングカウンタロジック814内の別のロジック回路は、図7と関連して述べられたように、残りのタイミングゲート信号J3～J6を供給する。タイミングゲート信号J3～J6は、復調器726にあるアナログスイッチ816、818、820を制御し、これによってターゲットエコー信号をK1、K2、K3の中から適切な信号バスに振り分ける。

リングカウンタロジック814はガン送信器720の周波数シフトを制御するので、3つの連続する切り替え（シーケンシャルにイネーブルにする）ゲートJ4、J5、J6を同時に生成する。これら3つのゲートは、図6の受信フレームの受信インターバルR1、R2、DCにそれぞれ対応し、0.86μsの長さを有する。ガン送信器720の周波数のスイッチ切り替え後、切り替えゲートJ4、J5、およびJ6は、それぞれのウィンドウ614の開始時に十分遅延されて生成されるので、ガン送信器720の周波数の変化によって生じるいかなる周波数過渡現象も、比較的弱いターゲット反射（もしくはエコー）信号の正確な受信を妨げない。切り替えゲートJ4、J5、J6のいずれかが生成され

たなら、プリアンプ714の出力はアナログスイッチ816、918、820の対応するスイッチによって関連のローパスフィルタ732に接続される。

図9は、送受信信号の3つの異なる周波数を使用して位相ずれをサンプリングしたグラフを示している。第1の曲線910は第1の周波数（24.124875GHz）に対応し、この周波数は第1レンジ信号バスK2と関連して使用される。第2の曲線912はドプラー信号バスK1のRF信号（24.125GHz）に対応する。第3の曲線914は第2レンジ信号バスK3の第2の周波数（24.125125GHz）に対応する。曲線910、912、914は、水平時間軸の一部に沿って描かれているそれぞれが18 $\mu$ sの9つのウィンドウ614に示される時間と関連する。

送信器周波数が変化した時に、ターゲットで反射されたエネルギーの位相ずれがサンプリングされる。第2ウィンドウの開始時における受信インターバルR1での反射エネルギーは、第1レンジ信号バスK2に送られる。24.125125GHzで送信された信号の、第5ウィンドウの開始時における受信インターバルR2での受信エネルギーは、第2レンジ信号バスK3に送られる。規準周波数24.125GHzでの送信に対応する第7ウィンドウ開始時の受信インターバルDCでは、反射エネルギーはドプラー信号バスK1に送られる。第1および第2のレンジ信号バスK2とK3との間の位相差は、送信器からターゲットまでの距離に直線的に比例する。

図6と関連してのべたように、送信フレーム610と受信フレーム612の長さは18 $\mu$ sである。このような長さのフレームは、第1ターゲットに9,000フィート（約2マイル）の曖昧レンジを有し、フレームが繰り返されるにつれ、その後の複数のターゲットも9,000フィートの範囲をもつ。9,000フィートを越える範囲は、理想的な道路形状、アンテナビーム幅の中心に向けられる大きなターゲット（高層ビルなど）、自動車レーダシステムの前方420フィート以内に他のターゲットが存在しない、などの理想条件下でのみ可能となる。このような理想状態が起こる可能性は、送信される出力の1/2ミリワットだけで、極めて低い。

図10もまた、3つの異なる信号バスK1、K2、K3の位相ずれサンプリングを示すものであり、18 $\mu$ sの間隔で集められたサンプルを示す時間関連プロットである。これは、2.315KHzの接近速度（closing rate）に対応する、2.315KHzでの包絡線が例として描かれている。

図7の説明で述べたように、第1および第2のレンジ信号バスK2とK3は、40dbコンプレッサアンプ738を有する。このコンプレッサアンプ738は、ターゲットエコーの強弱差を示すダイナミック振幅レンジ（対応のダイナミック電圧レンジは1～10,000（80db）である）を低減させる。ダイナミックレンジを1～100（40db）にまで低減させ、信号を歪める事なく信号の完全さを維持する。このコンプレッサアンプがないと、システムは弱い

ターゲットを見落とすか、強いターゲットにのみ反応する。コンプレッサアンプ738は、フィードバックループを有するオペアンプを含む。コンプレッサアンプはドプラー信号バスK1でターゲット間の振幅差を低減する必要のないときは、この信号バスで使用されない。このような振幅差はあるターゲットを他のターゲットから識別する時に使用される。

図11は、図7のフロントエンド回路とともに用いられる信号条件付け回路1110を示している。この回路は、フロントエンド回路710のドプラー信号バスK1と、第1および第2レンジ信号バスK2、K3から自動車速度を表す信号とともにロウ（生の:raw）信号を取り出し、このような信号を距離、接近速度、信号強度、自動車速度に比例する電圧に演算処理する機能を果たす。これらの電圧は、同じく信号条件付け回路1110によって生成されるいくつかの2進法フラッグとともに、データプロセッサに出力され、さらに演算処理評価される。

信号条件付け回路1110は、反射（もしくは反響）されたレーダ信号の相対的な強度を測定し、このような信号の強度に比例するDC出力電圧を対数的に生成する回路要素を含む。この回路要素は、ログリズム／リニア変換器1112、DCオフセットアンプ1114、およびDCアンプ1116を形成するログリズムアンプのカスケードを含む。ログリズム／リニア変換器1112を有する4つのログリズムアンプは、信号振幅レンジ10に対応する20dbの変化をする電流を供給する。それゆえログリズム／リニア変換器1112の出力電圧は、信号がファクター10,000で変化する場合、80dbのファクターで変化する。この電圧は、信号しきい値制御回路に印加される前に、DCオフセットアンプ1114でフィルタされ、DCアンプ1116によって増幅される。DC電圧は、1v/1/20dbの信号増分で増加する（4VDC＝80db）。DCアンプ1116の出力は信号強度電圧を供給し、この電圧は後述のデータプロセッサにおいて使用される。受信信号が弱すぎて演算処理できない場合（システムノイズフロア（system noise floor）のおよそ8db高）は、論理的には信号しきい値制御回路1118の出力は高くなる。

図7のフロントエンド回路710のドプラー信号バスK1の出力は、信号条件付け回路1110のドプラー信号制御バスに送られ、このバスでドプラー信号バスのロウ（raw）信号を処理して、それを自動車とターゲット間の速度差に比例するDC電圧1130として出力する。規準周波数で受信される信号の振幅は、各受信フレームの第7ウィンドウ内で検出される。第1のターゲットのドプラーレートは、レンジ信号バスK2、K3の双方とドプラー信号バスK1とにおける比例周波数である。レンジ信号バスK2、K3は、振幅差を無視して、シンメトリカルで極めて正確な位相ずれ演算処理を行う。一方、ドプラー信号バスK1は、位相シフトを無視するが、相対的な振幅差を保持する。このような振幅差は、複数のターゲットを識別し、

ステアリング位相ロックループを用いて特定のターゲットに対するレーダ受信器を調整するために使用される。

信号条件付け回路1110は、ドプラー信号バスK1の延長を含む。ドプラー信号バスK1は30dbディエンファシスアンプ1120を含み、このディエンファシスアンプはスクエアリングアンプ1122を介して位相ロックループ1124と67  $\mu$ s 単安定オシレータ1126とに接続される。単安定オシレータ1126は周波数/電圧コンバータとして働き、100ms第2順位インテグレータ1128へとつながり、第2順位インテグレータ1128はローパスフィルタとして機能し出力ターミナル1130でドプラー電圧を生成し、ブートストラップ回路1132へとつながる。ブートストラップ回路1132は、位相ロックループ1124、電圧/周波数コンバータ1134、および+2フリップフロップ1136とともに、位相ロックループ回路を形成する。

ターゲットまでの自動車の接近/遠ざかり速度が大きくなればなるほど、ドプラー電圧は高くなる。ドプラー電圧は0~5VDCの範囲にあり、5ボルトは時速200マイルの接近/遠ざかり速度を表す。このドプラー電圧は、ブートストラップ回路1132によって位相ロックループ1124の出力エラー電圧に加算され、その後電圧/周波数コンバータ1134に印加される。電圧/周波数コンバータ1134の出力は、ドプラー周波数の256倍の周波数を有し、1/2フリップフロップ1136を介して、第1および第2レンジ信号バスK2、K3内の第4順位ステアリングバンドパスフィルタ1138に送られる。これは第4順位ステアリングバンドパスフィルタの標準周波数を、時速0.3~200マイルの接近速度幅に対応する20Hz~14.4KHzの範囲内で調節する。バンドパスフィルタ1138の調整された周波数とは電圧/周波数コンバータ1134の出力周波数であり、バンドパスフィルタ1138のクロック周波数の128倍の周波数で除算したものである。この周波数は、位相ロックループ1124がドプラー信号バスK1に現れた複数のターゲットの雑多な周波数のうちのひとつにロック（固着）したならば、選択されてレンジ信号バスK2、K3の双方で維持される。前記雑多な周波数は、複数のターゲットからのレーダエコーや、複数のバスから返って来る信号エコーや、遠すぎる問題とならない物体から反射されるエコーなどに起因する。位相ロックループ1124のロック周波数は、最大振幅数を有するドプラー信号バスK1における周波数である。この振幅数はターゲットレーダエコーの強度によって決まり、ターゲットの距離が増加するにつれてこのエコーの強度は減少する。

このようにして、ドプラー信号バスK1の最も顕著なターゲットに対応して選択されたレンジ信号バスの位相情報は、第4順位ステアリングバンドパスフィルタ1138によってその他のターゲット位相情報から分離され、20dbアンプ1142を介してスクエアリングアンプ1140に送られてさらに演算処理される。ドプラー信号バスK1は、位相ロックループ1124を作動させて最強のターゲットを認識

することによって、振幅数の識別機能を提供する。関係のないターゲットに関するその他のすべての情報は、第1および第2レンジ信号バスK2、K3の条件付け回路に入る前に弱められる。ドプラー制御機構はこのようにしてひとつのターゲットを選択あるいは分離し、その他の複数のターゲットを排除することを可能にする。

20Hz~14.4KHzのドプラー周波数スパン（時刻0.3~200マイル）内では、第4順位ステアリングバンドパスフィルタ1138の正確な調整はブートストラップ回路1132からのステアリング電圧によって決まり、位相ロックループ1124をロックする。ブートストラップ回路1132によって生成される電圧は、ターミナル1130のドプラー電圧と、位相ロックループの出力エラー電圧とを加算することによって求められる。ドプラー電圧による位相ロックエラー電圧の出力ストラップの総数を増加させるために、このドプラー電圧が電圧/周波数コンバータに印加される前に周波数/電圧コンバータを使用することによって、高電圧回転率が生み出され、迅速なターゲット選択ロックのために、1/2フリップフロップ1136の出力での素早い周波数シフトが可能となる。

ターゲットが絞られたならば、位相ロックループ1124からのエラー電圧は、ターゲットロック（固着）を示す値ゼロにまで減少される。これによって電圧/周波数コンバータ1134へのステアリング電圧入力も変化しなくなる。出力周波数は、最も顕著なターゲットのドプラー周波数の128倍に安定され、これによって第4順位ステアリングバンドパスフィルタ1138のクロック周波数を検出する。バンドパスフィルタ1138は、選択されたターゲットの接近もしくは遠ざかり速度に関するレンジ位相情報を通してするために調整されている。レンジ信号バスの異なる位相情報は、180°レンジ検出器1144とドプラー方向検出器1146とによって構成されるコンパレータに送られ、シフトレジスタ1150の出力のターミナル1148で表示されるターゲットの相対的な方向を導き、100ms第5順位インテグレータ1152を介して距離を求める。レンジ電圧は0~5ボルト（直流）の範囲で変化し、ここで5ボルトは1000フィートの距離を表す。前記異なる位相シフト情報は、第4順位ステアリングバンドパスフィルタ1138による信号減衰後のターミナル1154、1156などで、追加のターゲットを識別するために使用されることも可能である。この時、第1ターゲットの周波数は、バンドパスフィルタ1138のノッチ出力によって取り除かれる。ターミナル1154、1156における残りの異なる位相情報も上述と同じ方法で処理され、第2の（あるいはそれ以上の数の）ターゲットの距離と相対的な方向が求められる。

場合によっては、位相ロックループ1124はロックしない。つまり、ターゲットが存在しない時や、ひとつのターゲットから複数のエコーが別々のルートで自動車レーダシステムに戻ったものを受信した時（マルチパス反

射)にはターゲットロックは行われない。この状態が起きた時は、位相ロックループ1124の出力はフィルタリングされ、マルチパス／ターゲット検出器1158によって求められるDC平均がしきい値と比較され、10ms単安定オシレータ1162の出力のターミナル1160においてマルチターゲットフラッグ信号が出される。

ターゲットの方向性、すなわちターゲットが自動車に接近するのかわかるのかわかることを検出することはとりわけ必要とされる。通常は、第1レンジ信号バスK2のスクエアリングアンプ1140の出力における位相シフトは、第2レンジ信号バスK3のスクエアリングアンプ1140の出力に遅れをとる。これは、第1レンジ信号バスK2で信号がサンプリングされる場合の方が第2レンジ信号バスK3でサンプリングされるよりも送信器周波数が低いために生じる。20dbアンプ1142の出力の位相シフト正弦波は、スクエアリングアンプ1140によって2乗され、ドプラー方向検出器1146内のD型フリップフロップに送られる。第1レンジ信号バスK2におけるスクエアリングアンプ1140の出力信号は、第2レンジ信号バスK3のスクエアリングアンプ1140の信号内で、フリップフロップのD入力にクロックするために使用される。第1レンジ信号バスK2の信号が、第2レンジ信号バスK3の信号に遅延する場合は、フリップフロップの出力は高く設定され、そうでない場合は出力は低く設定される。第1レンジ信号バスK2の信号はまた、フリップフロップの出力を、シフトレジスタ1150を含む64ビットシフトレジスタ1150へとクロックする。フリップフロップが第1レンジ信号バスK2において65連続サイクル信号にセットされ続ける場合は、第2レンジ信号バスK3に対する第1レンジ信号バスK2の位相遅れ状況がシフトレジスタ1150を介してターミナル1148に伝達し、ここでドプラー方向フラッグを発する。第2レンジ信号バスK3における位相が第1レンジ信号バスK2の信号位相と同じか、それより遅れる場合は、シフトレジスタ1150は、ターゲットが後退あるいは遠ざかることを示して、ターゲット後退なしの状態へリセットされる。

図12Aは、本発明のターゲット維持および環境フィルタ回路のより詳細な図である。実施例においては、第1レンジ信号バスK2は、D型双安定ラッチ（もしくはフリップフロップ）1146のエッジトリガークロック入力に接続され、一方、第2レンジ信号バスK3は、フリップフロップ1146のデータ入力に接続される。フリップフロップ1146のQ出力は64ビットシフトレジスタ1150の入力へと接続される（もちろん別のサイズのシフトレジスタが使用されてもよいが、プログラム可能な長さのシフトレジスタが使用されるのが好ましい）。フリップフロップ1146のQバー（反転Q）出力はシフトレジスタ1150のリセット入力に接続される。ロジカル出力がシフトレジスタ1150のリセット入力に送られる場合は、このシフトレジスタ内のすべてのデータ位置は、ロジカル0（ゼロ）にクリアされる。シフトレジスタ1150は第1レンジ信号バ

スK2上の信号によってクロックされる。適切なシフトレジスタとして、モトローラ社のMC14557BCPがある。シフトレジスタ1150の出力はドプラー方向フラッグ1148となる。

上述のように、操作において第1レンジ信号バスK2の信号が第2レンジ信号バスK3の信号に遅延する場合は、フリップフロップの1146の出力はロジカル1である。この場合の図は図12Bに示されている。この図には第1レンジ信号バスK2と第2レンジ信号バスK3での矩形正弦波が描かれており、K2の信号はK3の信号に位相遅れしている。信号バスK2上にクロック信号が生じた時、信号バスK3からフリップフロップ1146へのデータ入力はロジカル1であるので、フリップフロップ1146の出力Qはロジカル1にセットされる。

図12Cは、逆の状況を示しており、第1レンジ信号バスK2の信号の位相は、第2レンジ信号バスK3の信号の位相に先行する。この場合は、第1レンジ信号バスK2からのクロック信号がフリップフロップ1146に送られると、第2信号バスK3からの入力はロジカル0になる。それゆえ、フリップフロップ1146の出力Qもロジカル0になる。

第1レンジ信号が第2レンジ信号に65サイクル（65はフリップフロップ1146とシフトレジスタ1150を通る遅延を表す）遅れる場合は、ロジカル1はドプラー方向フラッグ1148として、シフトレジスタ1150からの出力となる。

ドプラー方向フラッグ1148がロジカル1ならば、そのフラッグは、ターゲットからのエコー信号が十分に固着してシステムの残部がその存在を認識し、このエコー信号によって示されたターゲットは自動車に向かって接近中であることを示す。

一方、第1レンジ信号が第2レンジ信号に先行する場合はいつも、フリップフロップ1146はシフトレジスタ1150とともにリセットされる。したがってこの時のドプラー方向フラッグはロジカル0であり、ターゲットが後退もしくは自動車から遠ざかることを示す。

24.125GHzの規準周波数を有する本発明のシステムでは、シフトレジスタ1150の64ビットはターゲットに向かう約16インチの移動を表す（この距離は周波数とシフトレジスタの選択された長さによっても変わって変化する）。すなわち、図示される実施例では、ターゲットからのエコーが十分であると認識されるためには、このターゲットは少なくとも自動車が16インチ進む間維持されねばならない。したがって、レーダシステムを横切る鳥や周辺の路傍の物体（道路上、あるいは道路沿にある物体）など、瞬間的に遭遇した物体は、自動車が少なくとも16インチ進む間レーダシステムに捕らえられていないと、このレーダシステムの残部に記録されない。このように本発明は、レーダシステムが鳥や路傍の物体からの短いエコーによって誤った警告を出さないようにすることに関

して極めて効果的である。

図面には特定のターゲット固着 (persistence) / 環境フィルタ回路が示されているものの、本発明は、

(1) ターゲットの方向性 (接近か後退か) を検出し、  
(2) ターゲットの方向性における「接近」状態を一定時間持続させることを要件とする、ようないかなる均等の回路も包含するものである。したがって、シフトレジスタ1150は、その出力がドプラー方向フラッグ1148を表すリセット可能なタイマおよびラッチ回路に置き換えられてもよい。このようなタイマ回路はドプラー方向フリップフロップ1146の「接近」状態Qによってトリガー (起動) される。タイマがタイムアウトしたなら、その出力はラッチ回路をセットし、ドプラー方向フラッグはロジカル1になる。タイマのタイムアウト前に後退信号が生じた場合は、タイマとラッチ回路はリセットされドプラー方向フラッグはロジカル0になる。タイマが使用されると、タイムアウト時間は自動車速度に比例し、その時間はいかなる自動車速度でも同じターゲット固着距離を示す。

本発明の別のターゲット固着/環境フィルタの実施例として、ターゲットの方向性と固着時間はデジタル信号プロセッサあるいはマイクロプロセッサ内でコンピュータ計算される。

信号条件付け回路1110は、フロントエンド回路の第1および第2レンジ信号バスK2、K3に呼応する部分を含み、ターゲットの距離に比例する大きさのDC電圧を供給する。この電圧は100ms第5順位インテグレータ1152の出力で現れ、1000フィートの距離に相当する0~5ボルトの範囲で直線的に変化する。スクエアリングアンプ1140の出力における位相シフト矩形波は、180°レンジ検出器1144内の排他的ORゲートに送られる。2つのゲートの位相が同じであれば、0ボルトとなる。180°の位相ずれがあれば、出力は5ボルトになる。0°~180°の間での位相ずれにおいて、排他的ORゲートからの正の出力パルスの継続時間は、位相差に比例する。このような出力パルスは、このパルスを積分する100ms第5順位インテグレータ1152によって、DC平均電圧レベルのみを残してフィルタリングされる。この電圧は、ターミナル1166で出力レンジ信号を供給するサンプルアンドホールドアンプ1164に印加される。

信号条件付け回路1110は、出力ターミナル1168でインターフェレンス (干渉) フラッグを発して外部のレーダ送信周波数が本物のターゲットエコーと同時にシステムに受信されたことを示す部分を有する。このような状態は、レンジ信号バスK2、K3、あるいはドプラー信号バスK1のいずれかに干渉信号が現れることによって検出され、どの2つの信号バス間においても振幅数の大きなアンバランスを生じさせる。この状況を検出するために、第1および第2のレンジ信号バスK2、K3内の信号が30dbディエンファシスアンプ1170に送られる。ここからの信

号はスクエアリングアンプ1172を通過して、67 $\mu$ s単安定オシレータ1174によるDCレベル変換と、100ms第2順位インテグレータ1176によるローパスフィルタリングがなされる。インテグレータ1176の出力電圧は、ドプラー信号バスK1の100ms第2順位インテグレータ1128からのDCレベルと比較される。レンジ信号バスK2とK3にはそれぞれ個別のウィンドコンパレータ1178がある。ウィンドコンパレータ1178の出力は、それらが50ミリボルトのドプラー信号バス振幅より高いか、あるいは低い場合、ロジカルORスイッチ1180を起動させる。これは、レンジ信号バスK2、K3、あるいはドプラー信号バスK2のいずれかひとつが外部の干渉送信を受信した場合にのみ起こる。

信号条件付け回路1110は、自動車速度を表示する電圧を供給するための回路要素を含む。タコメータあるいは光電子 (オプト・エレクトロニクス) 装置から引き出された信号は、1.2ms単安定オシレータによる1.2ms精密パルス列に変換される前に、スクエアリングアンプ1182を介して送られ、200ms第2順位インテグレータ1186によってDC電圧に統合 (積分) される。インテグレータ1186の出力電圧は0~5ボルトの範囲で変化し (ここで5ボルトは時速100マイルを表す)、ターミナル1188に印加される。

信号条件付け回路1100に因って生成される多様な信号は、適切な用途のためにデータプロセッサに送られる。このデータプロセッサは、ターゲットの距離、遠ざかり/接近速度、方向性、自動車速度に関する情報を使用して警告を発し、希望があれば多種の安全機能を果たす。例えばこのような情報を使用し、特定のドライバーのために設定された危険度レベルと関連して危険度評価アルゴリズムが行われ、衝突の危険があれば警告を発する。上記のような情報はまた、ブレーキキング、自動車走行制御の設定変更、あるいはエアバッグの膨脹など、緊急の処置を行うためにも使用される。

図6と関連して述べられたように、フロントエンド回路710の受信器部分によって設けられる受信フレーム612内の各受信インターバルR1、R2およびDCは、それぞれ第2、第5、第7ウィンドウに制限される。これによって残り第1、第3、第4、第6、第8、第9ウィンドウは空いており、他の機能に使用できる。例えば、自動車レーダシステムに、ウェイサイドトランスポンダーを用いるサブシステムがともに使用されることも可能である。受信フレーム612内の使用可能なウィンドウは、異なる周波数で信号を送信し、ターゲットの距離と接近/後退速度を検出するために受信信号をドプラー信号バスK1、レンジ信号バスK2およびK3に振り分けるという第1の機能に加えて、信号の送受信やその他の演算処理にも使用される。ウェイサイドトランスポンダーシステムは単なる一例であり、ウィンドウを使用するその他の構成もここに組み込まれるものである。

図示される実施例では、3つの異なる周波数と、それ

に対応して本システムで使用される速度と接近速度（正あるいは負の）情報を生成する3つの信号バスK1、K2、K3が用いられているが、これ以外の実施例も本発明の範囲内に含まれる。例えば、ドプラー（後退／接近速度）と距離情報の両方を生成するのに、2つだけの周波数が使用されてもよい。また、図7と関連して、第1の周波数X1をドプラー信号バスK1で、第2の周波数X2を第1レンジ信号バスK2で、第3の周波数X3を第2レンジ信号バスK3を介して送らなくても、距離情報の生成に使用される2つの周波数のうちのいずれかがドプラー周波数（後退／接近速度）を検出するためにドプラー信号バスK1へと分岐されて使用されてもよい。

このような実施例では、ひとつのフレーム内で3つのインターバル616、618、620を持つ代わりに、2つのインターバルだけでよく、これらは相似形（同じ時間幅を有する）でも非相似でもどちらでもよい。例として、24.125125GHzの周波数が第1のタイムインターバルで送信され、125GHzの第2の周波数が第2のタイムインターバルで送信され、この2つのインターバルが送信フレーム610を構成してもよい。これに対応して受信フレーム612も2つの適合するインターバルを有することが可能である。受信フレーム612の第1インターバルで受信された信号は、例えば復調器726から第1レンジ信号バスK2につながる。受信フレーム612の第2インターバルで受信された信号は、復調器726を介して第2レンジ信号バスK3とドプラー信号バスK1につながる。

この2周波の実施例では、ドプラー信号バスK1と、レンジ信号バスK2かK3のどちらかの双方に送られる受信信号を、残りのレンジ信号バスに通される受信信号の強度に近付けるために、増幅する必要がある。これはローパスフィルタ732の前におかれる従来のアンプを用いるか、あるいはコンプレッションアンプ738の圧搾量を調整することによって成される。

また、2つの周波数だけが使用される場合は、3周波の場合よりもウィンドウの間隔が長くなる。例えば、ひとつのタイムインターバルにつき3つのウィンドウを持つ2つの周波が使用されるとすると、 $18\mu\text{s}$ のフレーム長で均一のウィンドウ間隔の場合、ひとつのウィンドウ間隔は $3\mu\text{s}$ となる。ひとつのタイムインターバルにつき2つのウィンドウだけの場合は、 $18\mu\text{s}$ のフレーム長で均一のウィンドウ間隔として、ひとつのウィンドウ間隔は $4.5\mu\text{s}$ となる。もちろんこれ以外のウィンドウ間隔および全体のフレーム長の組み合わせも可能である。

図12は本発明の別の実施例を示している。ここでは、ドプラー周波数（後退／接近速度）とレンジ情報を生成するためのアナログ回路は、A/Dコンバータ1402の出力に接続されるディジタルプロセッサ1400に置き換えられ、ディジタルプロセッサ1400は図7に示されるRFミキサ722の出力を受け取る。適当なディジタル信号プロセッサ（DSP）としては、モトローラ社のDSP56001があ

る。DSP1400は、少なくとも第1の周波数と、これとは異なる第2の周波数との送信に対応する少なくとも2つの個別のタイムインターバルの間に、RFミキサ722からディジタル化された信号を受信する。DSP1400はこの情報からターゲットのドプラー周波数（後退／接近速度）、距離および方向性を検出するようにプログラムされている。ディジタル入力から上記の基本的な情報を生成するDSPのプログラミング技法とアルゴリズムは、当業者によって周知である。

図12に示される配置では、物理的な信号バスはひとつでもよいが、ディジタル信号プロセッサを介して送信される少なくとも2つの信号の時間多重送信によって少なくとも2つのロジカル信号バスが構成され则认为られる。

このように本発明の種々の実施例は少なくとも2つのレーダ周波数を使用し、その各々は、インターバルを規定する複数のウィンドウのうち少なくともひとつのウィンドウ内で送信される。前記少なくとも2つの周波数のためのインターバルは送信フレームを規定し、反射された信号は、受信フレームの対応するウィンドウ内で受信される。受信信号からは、ドプラー周波数（後退／接近速度）、ターゲット距離、ターゲットの方向性が、アナログ回路、あるいはアナログとディジタルを組み合わせた回路によって検出される。送受信フレームを定義するインターバルの従属部分としてのウィンドウコンセプトによって、送受信フレームの残りのウィンドウが補足機能に使用されることが可能となる。

#### スペクトル条件

本発明の別の態様として、ターゲットから受信されたドプラーエコー信号のオーディオ周波数のスペクトルの条件付け回路がある。この回路は上述のマルチウィンドウ特性とともに使用されても、単独で使用されてもよい。前記ドプラーエコー信号は選択的に条件付け、もしくはディエンファシスされ、雨や強反射する路傍の物体（高架、標識など）からのエコー信号が選択されて弱められることによって、自動車衝突回避システムが路上の危険物の存在を検出する際に演算処理回路で重要視されないようにする。

図13は、本発明の一実施例による「通常」状態（図11に示されるディエンファシス回路）における、ターゲットエコー信号の減衰量を示す図であり、この減衰量は受信されたドプラー周波数の関数である。この図は、20Hzからカットオフ周波数である14.4kHzまでのオーディオ周波数ドプラースペクトルを示している。受信信号のダイナミックレンジは、8dbのノイズしきい値から一般的には62dbまで（最大72dbまで）である。受信されたドプラー周波数が高いほど、それはレーダ信号を反射したターゲットが高速にあることを意味する。スペクトルの下端20Hzは時速3マイルの速度に相当し、上限の14.4kHzは時速200マイルに匹敵する。14.4kHzを越える周波数



は、ディエンファシス回路1120につながるローパスフィルタ（図8）によって、12db/octave（オクターブ）の割合で急激にディエンファシスされる。強反射するターゲット（巨大なターゲット、近距離のもの、あるいは強い反射特性を有するなど）は、弱い反射のターゲットよりも大きいエコー信号振幅数を生じる。

図13に示されるように、「通常」条件モードでは、ドプラー信号スペクトルはまったく弱められない。したがって、受信されたすべてのターゲット信号は引き続き演算処理回路において同等のウェイトを有する。このモードは、雨が降っておらず、交通の速度が低く、交通量も比較的すいている運転状況に適している。このような状況では、あらゆるターゲットサイズを示すすべてのターゲット信号が、危険度を決定する上で同等の重さを有すると考えられる。

図14は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例である第1レベル条件（「高速道路」条件）を表している。ローパスフィルタは400Hz（時速6マイルに相当）の時点で1.5db/octaveの割合で減衰（信号ディエンファシス）を開始する。減衰のトータルは加算され、14.4KHzのカットオフ時点では、減衰率は13.5db/octaveになる。

高速道路走行条件下では、レーダ搭載の自動車は時速50〜70マイルで走る。このような条件では、レーダシステムは巨大な静止物体（高架、標識など）から複数の高周波リターン信号を受信する可能性が高い。ところが、突然危険の対象となる可能性のある（突然の車線変更やブレーキなど）同方向へ走る別の自動車からのエコー信号は、低い周波数を有することが多い（これは相対速度が低いせいである）。高周波の信号を減衰しないならば、レーダシステムは危険のないターゲットからの強いエコーにロックし、実際に危険なターゲットからの弱い低周波の信号を覆い隠すことになる。このような状況で高周波信号を減衰することによって、その信号を反射したターゲットを「より小さな」、したがって危険度の少ないものとして見せることができる。

図15は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例である第2レベル条件（「雨」条件）を表している。ローパスフィルタは400Hz（時速6マイルに相当）の時点で6db/octaveの割合で減衰を開始し、14.4KHzのカットオフ時点では、減衰率は18db/octaveになる。

弱い雨から強い雨までの条件下で、雨の滴のレーダ信号反響は約400Hzのノイズとして現れる。この信号が危険物からのものではなく雨によるものであるとわかるようにエコー信号レベルを低減するためには、周波数スペクトルは高周波の時点でさらに急激に減衰される。雨の場合は自動車速度も減じられていることが多いので、こ

のような信号ディエンファシスによって、高周波の（すなわち相対速度の高い）危険なターゲットがレーダシステムに見落とされる可能性はあまりない。

図16は、図13〜15で描かれた信号ディエンファシスモードを実践するための、本発明の一実施例のアナログ概略図である。第1レジスタ1602、第2レジスタ1604、第3レジスタ1606、第1コンデンサ1608、第2コンデンサ1610が図示されるように配置され、ローパスフィルタを構成する。入力信号KIは入力1（図11）にあてがわれ、信号ディエンファシス回路の出力はQでなされる。

3方向スイッチ1612は、通常モード、高速道路モード、雨モードの間でスイッチ切り替えするためのユーザー選択可能の手段である。スイッチ1612が雨モードに対応するポジション1にある場合は、回路はローパスフィルタリング率を増し、高速道路モードに対応するポジション2にある場合は、コンデンサ1608がレジスタ1604に並列接続され、回路は低いローパスフィルタリング率を与える。スイッチ1612が通常状態のポジション3にある場合は、レジスタ1604は回路をシャットアウトし、基本的にはローパスフィルタリングは行われない。

図示される実施例は約400Hzの遷移周波数であり、この時の各構成要素は以下の値を有する。

レジスタ1602	3K $\Omega$
レジスタ1604	51.1K $\Omega$
レジスタ1606	2K $\Omega$
コンデンサ1608	0.0033pf
コンデンサ1610	0.0047pf

もちろんこれ以外の遷移点、構成要素値が選択されてもよく、同様の信号ディエンファシス機能を提供するその他の回路（アナログでもデジタルでもよい）が用いられてもよい。

図17は、受信されたドプラー周波数の関数としての、ターゲットエコー信号の減衰量を示すグラフであり、本発明の一実施例である可変環境条件を表している。選択されたドプラー周波数はノッチ型フィルタを使用して減衰される。この実施例では、減衰レベルは2つのレベルAとBから選択可能である。図17に示される減衰機能を実践するために使用されるノッチ回路は、自動車速度 $V_s$ に対応する周波数 $F_s$ で最大量の減衰がなされるように

「操舵可能（steerable）」である。運転者の自動車速度に近い速度を有するターゲットからのエコー信号の減衰を強めることによって、自動車速度と同じ相対速度を有する静止ターゲット（高架や道路標識）は、引き続きレーダエコー信号処理において重要視されない。これは、自動車速度より低いあるいは高い相対速度の物体からの反射信号には、あまり減衰がなされないこととコントラストをなす。例えば、レーダ搭載の自動車が時速50マイルで走行しており、時速20マイルで走る自動車に急速に接近する場合、この2台の自動車間の相対的な速度差は30マイル/時間である。遅い方の自動車からのター

ゲット信号は、レーダ搭載自動車からみて時速50マイルの相対速度を有する道路標識からのエコー信号ほどには減衰されない。

図18は、図17の「可変環境」条件付け機能を実践する本発明の回路のブロック図である。返って来るドプラー信号は、操だ可能のノッチフィルタ1802（周知）と、可変減衰回路1804への入力として送られる。制御信号もまたこの可変減衰回路1804にあてがわれる。自動車速度 $V_s$ は、電圧／周波數位相ロックループ1806に入力される。

可変減衰回路1804は、少なくとも第1レベルAと第2レベルBとの間で選択的に減衰を行う。例えば、弱い雨から強い雨の間は、高い減衰度（レベルB）が望ましく、ユーザーの選択スイッチによって制御信号が与えられる。また一方、自動車のフロントガラスワイヤーの動き（雨の存在を示す）を検出、あるいは雨の存在を示すレーダエコー信号からの平均ノイズを検出することによって、自動的に制御信号が生成されることも可能である。

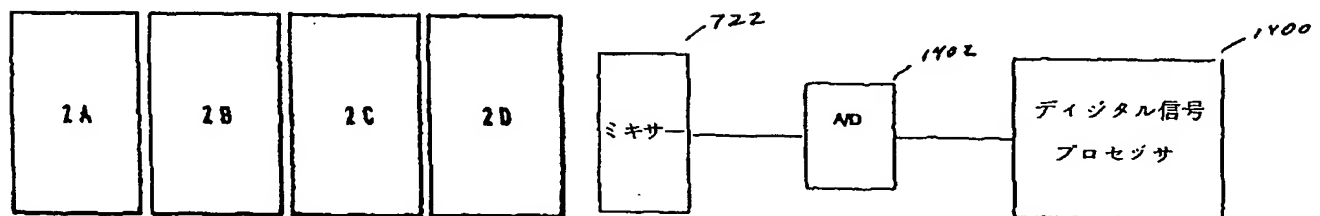
電圧／周波數位相ロックループは、自動車速度を表す入力信号 $V_s$ をステアリング可能ノッチフィルタ1802のた

めのステアリング周波数に変換する。このステアリング周波数に呼応して、ステアリング可能ノッチフィルタ1802は、戻りドプラー周波数の信号減衰の「ノッチ（刻み目）」をつくり、このノッチは自動車速度 $V_s$ に対応する周波数 $F_s$ 付近で中心をなす。ステアリング可能ノッチフィルタ1802と可変減衰回路1804の出力は、図17に示される型の出力（すなわち、減衰レベルAおよびB、自動車速度に匹敵する中心周波数 $F_s$ ）を生み出す加算アンプ1808に送られる。

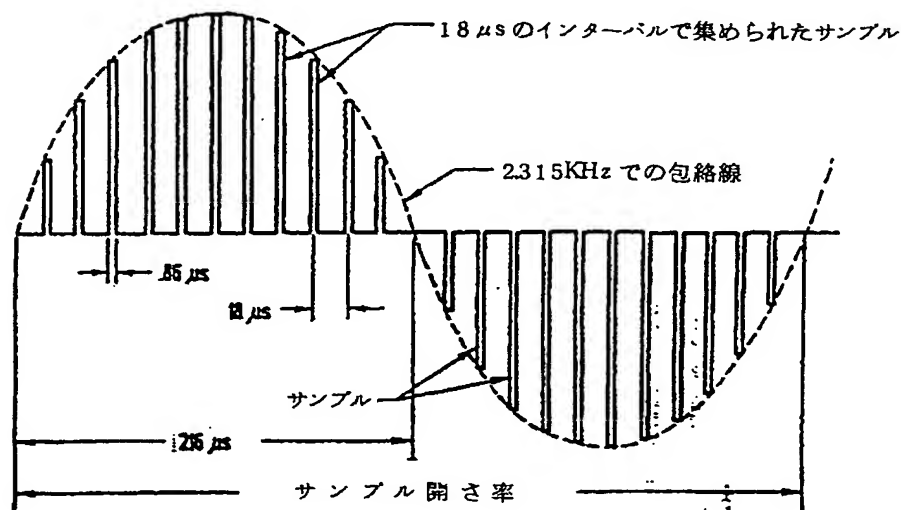
本発明はその実施例に関連して図示、説明されてきたが、当業者にとっては、本発明の神髄と範囲から離れずに上記以外の変形が可能である。例えば、特定の回路図だけが図示されているが、本発明の機能を実践するためにアナログ回路を使用してもデジタル回路を使用してもよいし、図13～15の実施例ではひとつの遷移点だけが選択されているが、別の遷移点をさらに設けて、これ以外の周波数を選択減衰するための別のフィルタが追加されてもよい。すなわち、本発明は図示された特定の実施例に制限されることなく、クレームの範囲すべてを含むことを理解されたい。

【第1図】

【第12図】

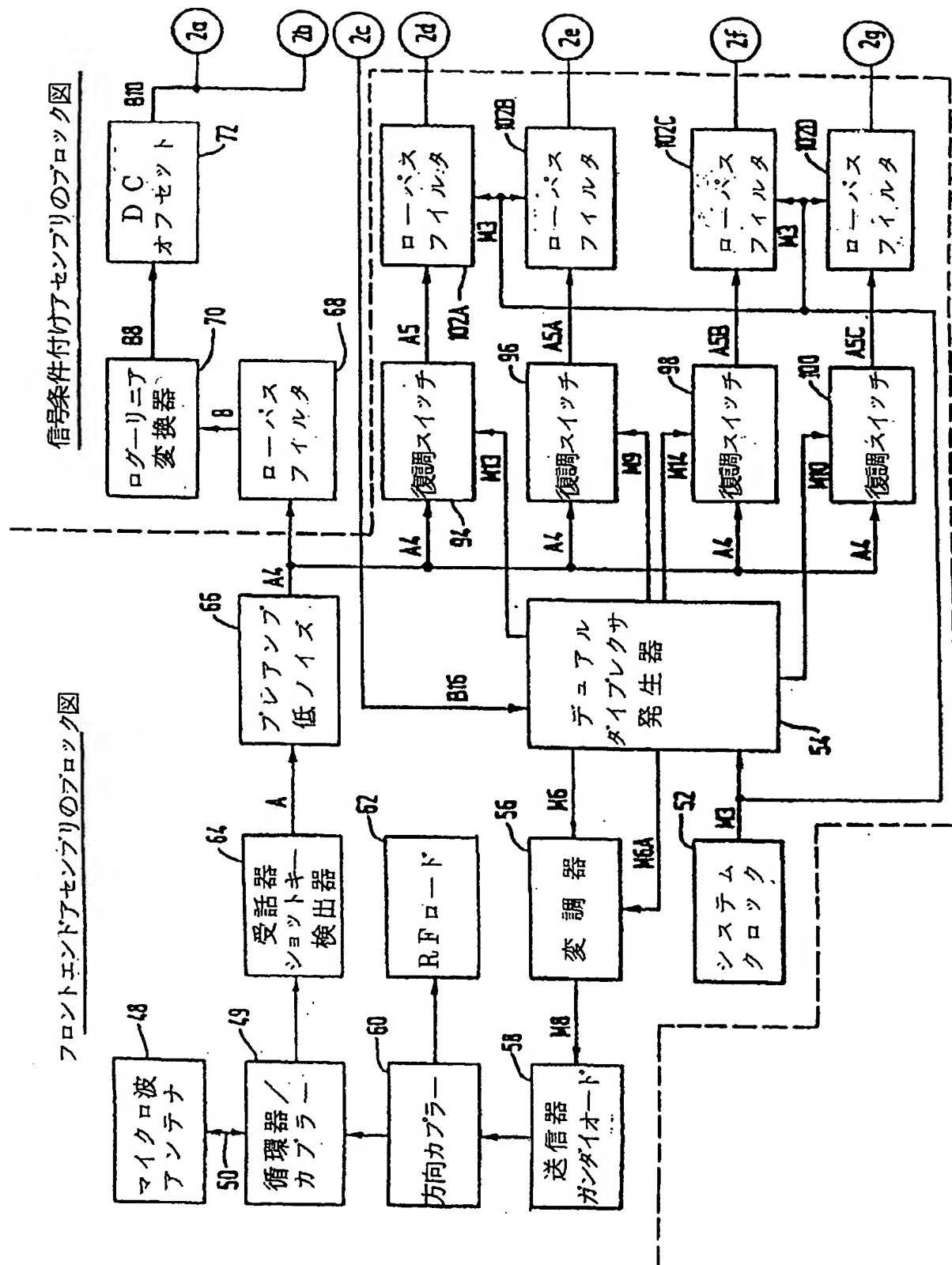


【第10図】

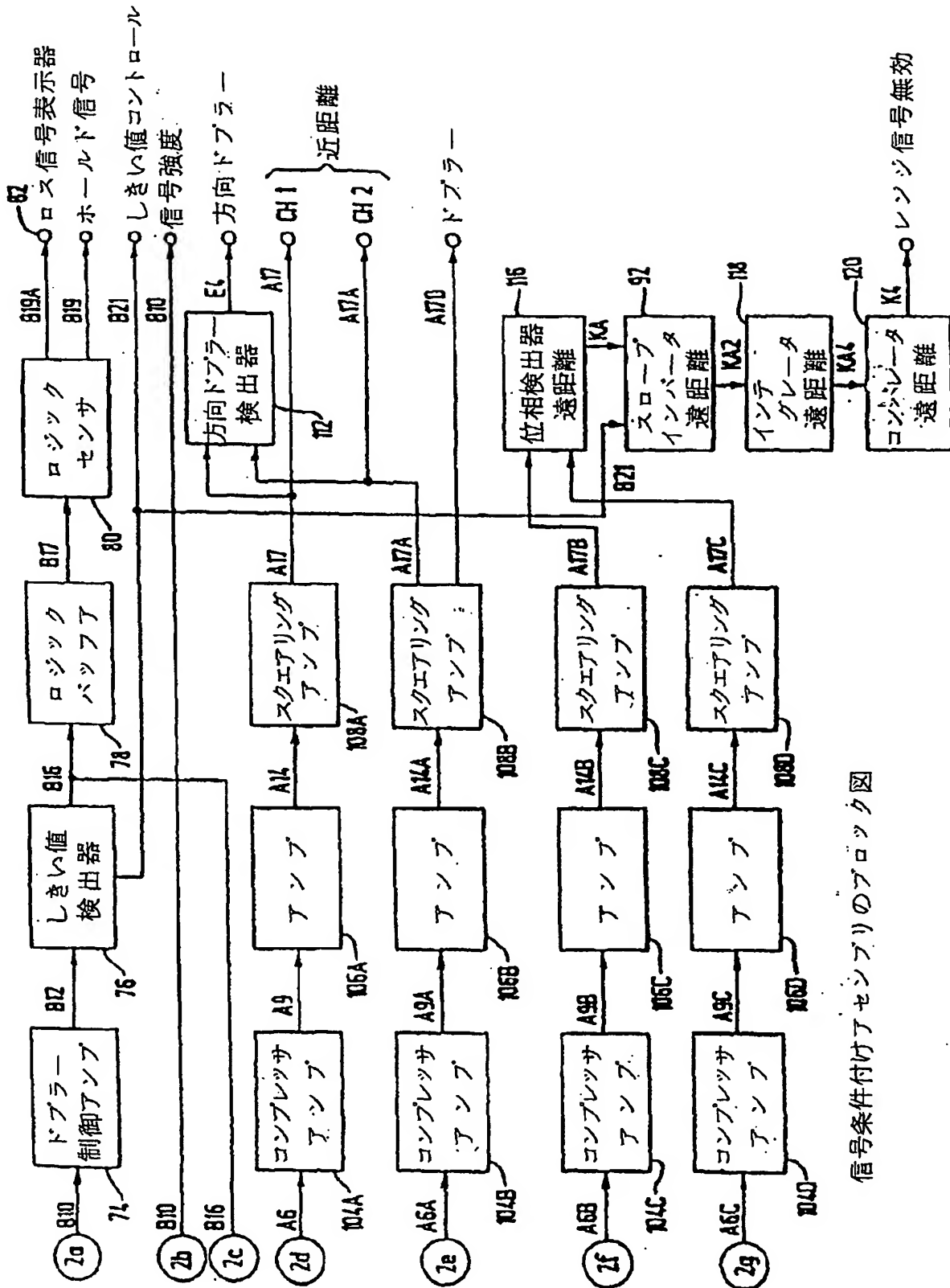


チャンネルK1、K2およびK3の位相サンプリング

【第2図】

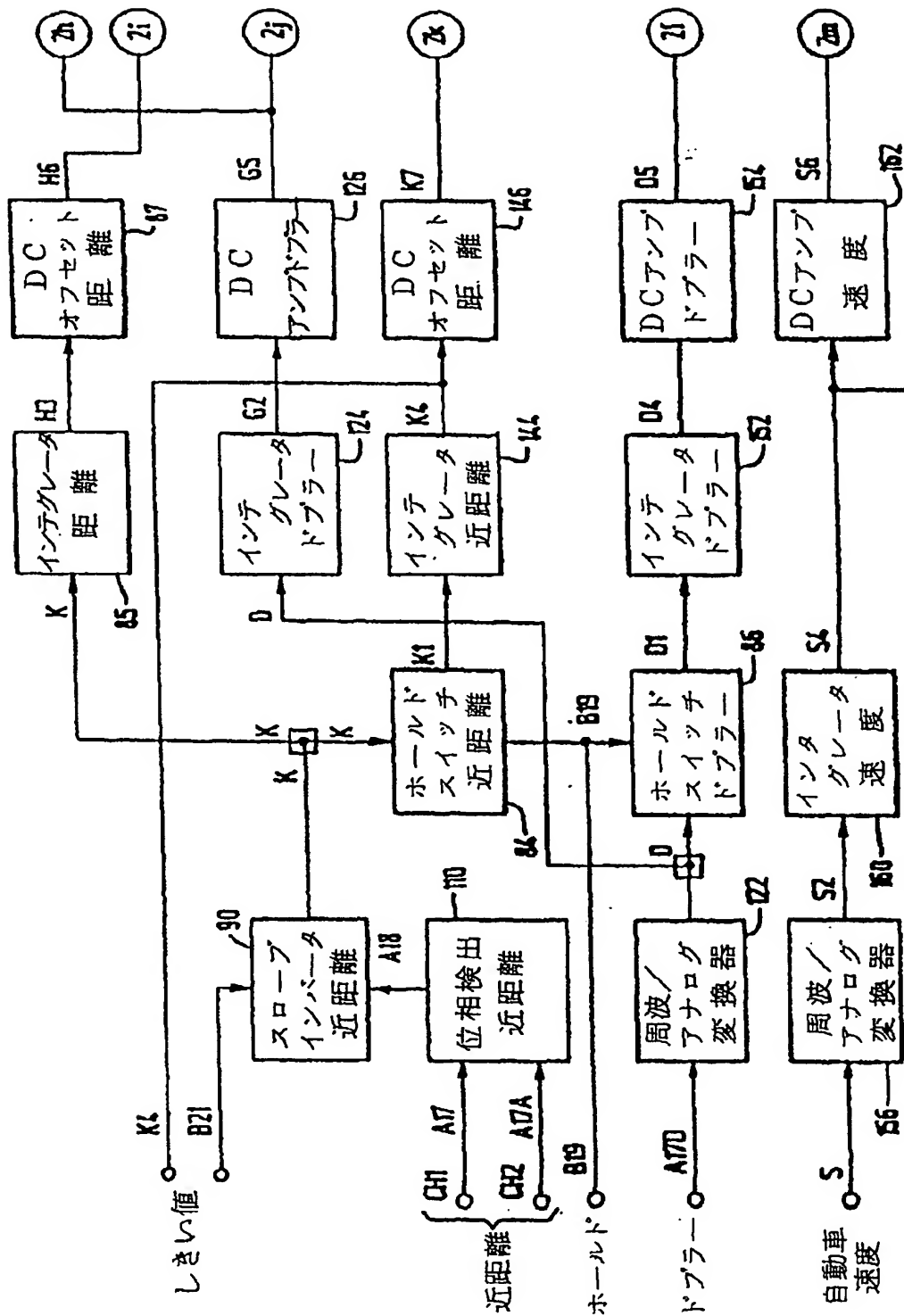


【第3図】



信号条件付けアセンブリのブロック図

【第4A図】

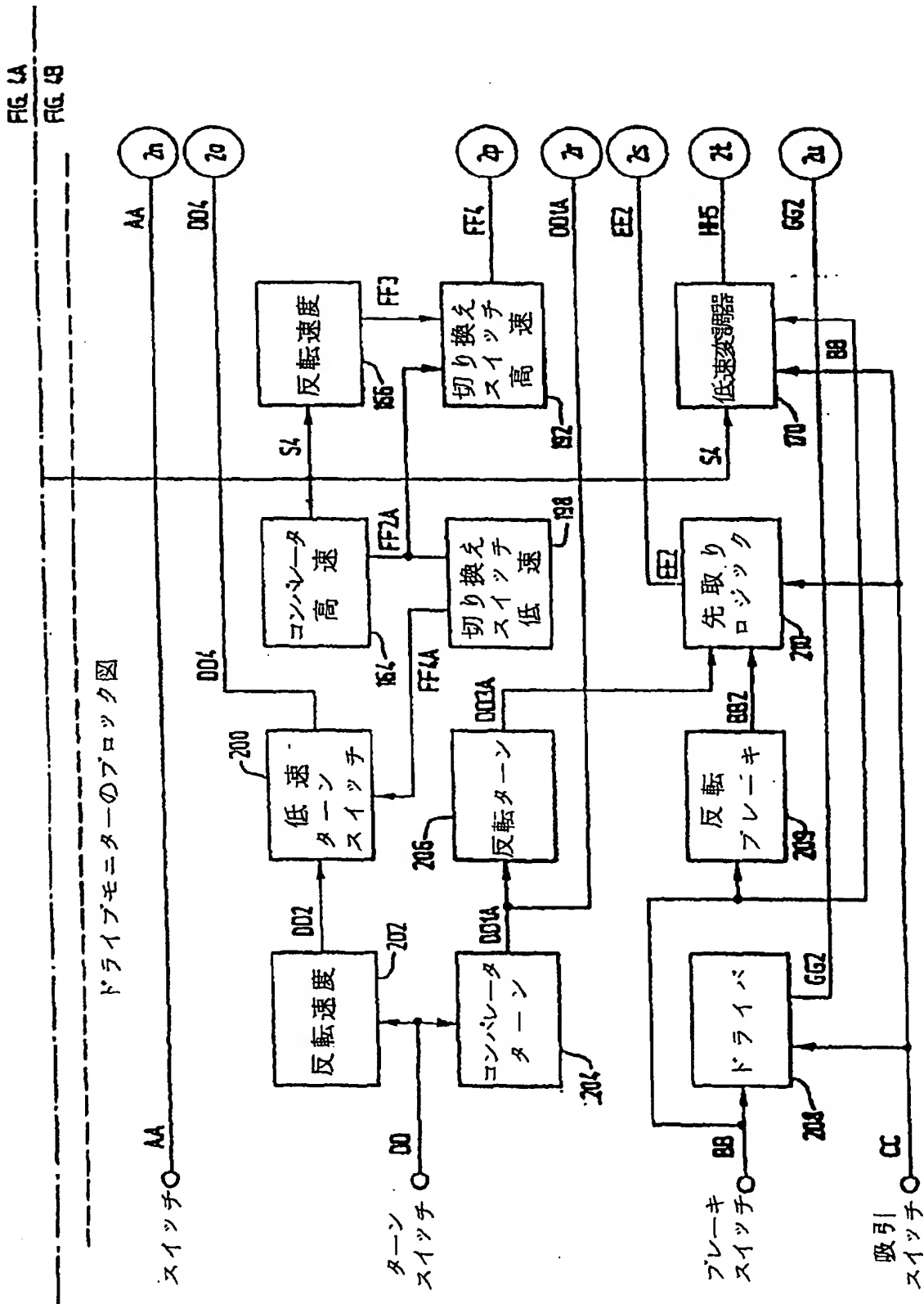


信号処理アセンブリのブロック図

FIG 4A

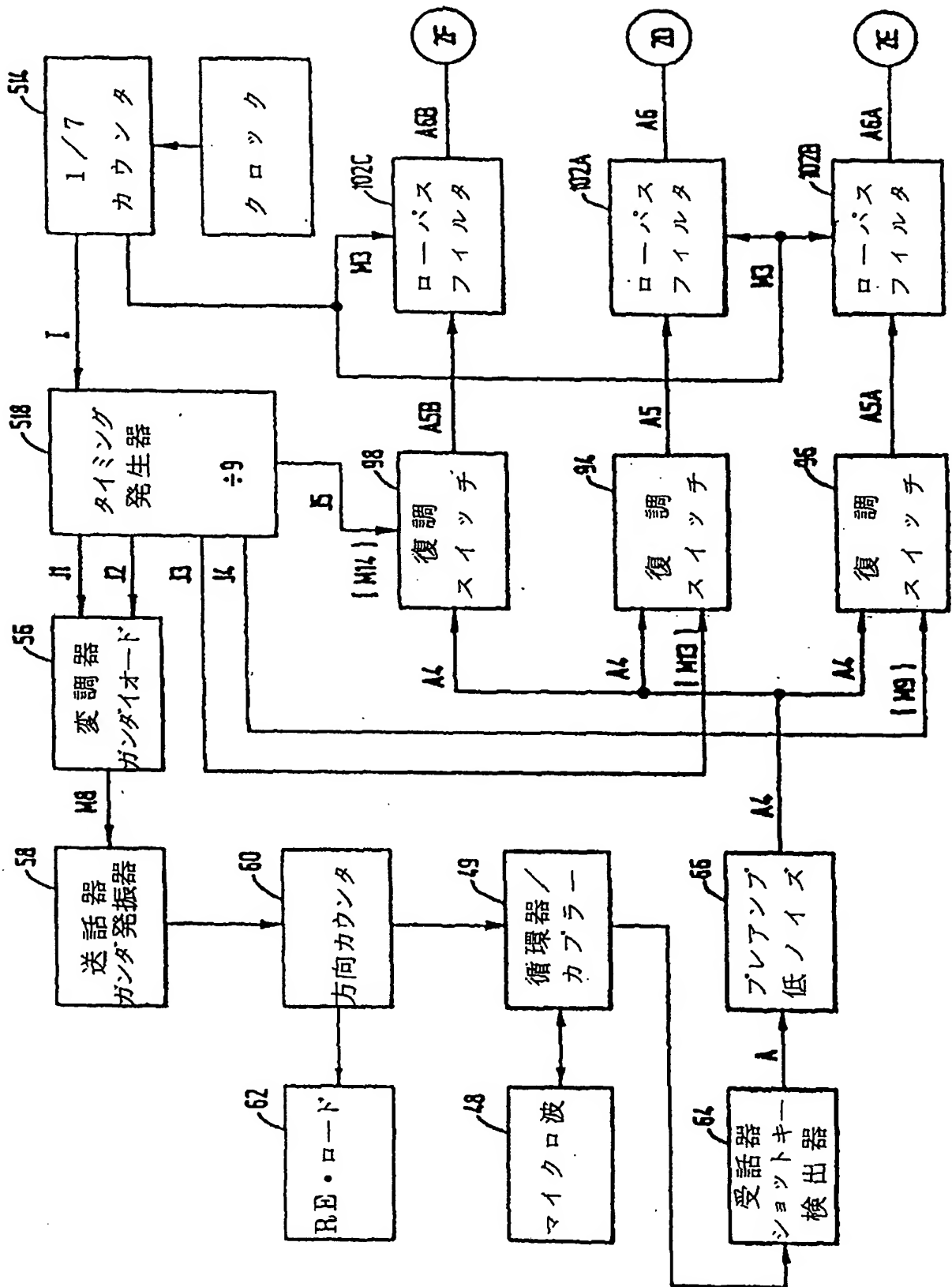
FIG 4B

【第4B図】



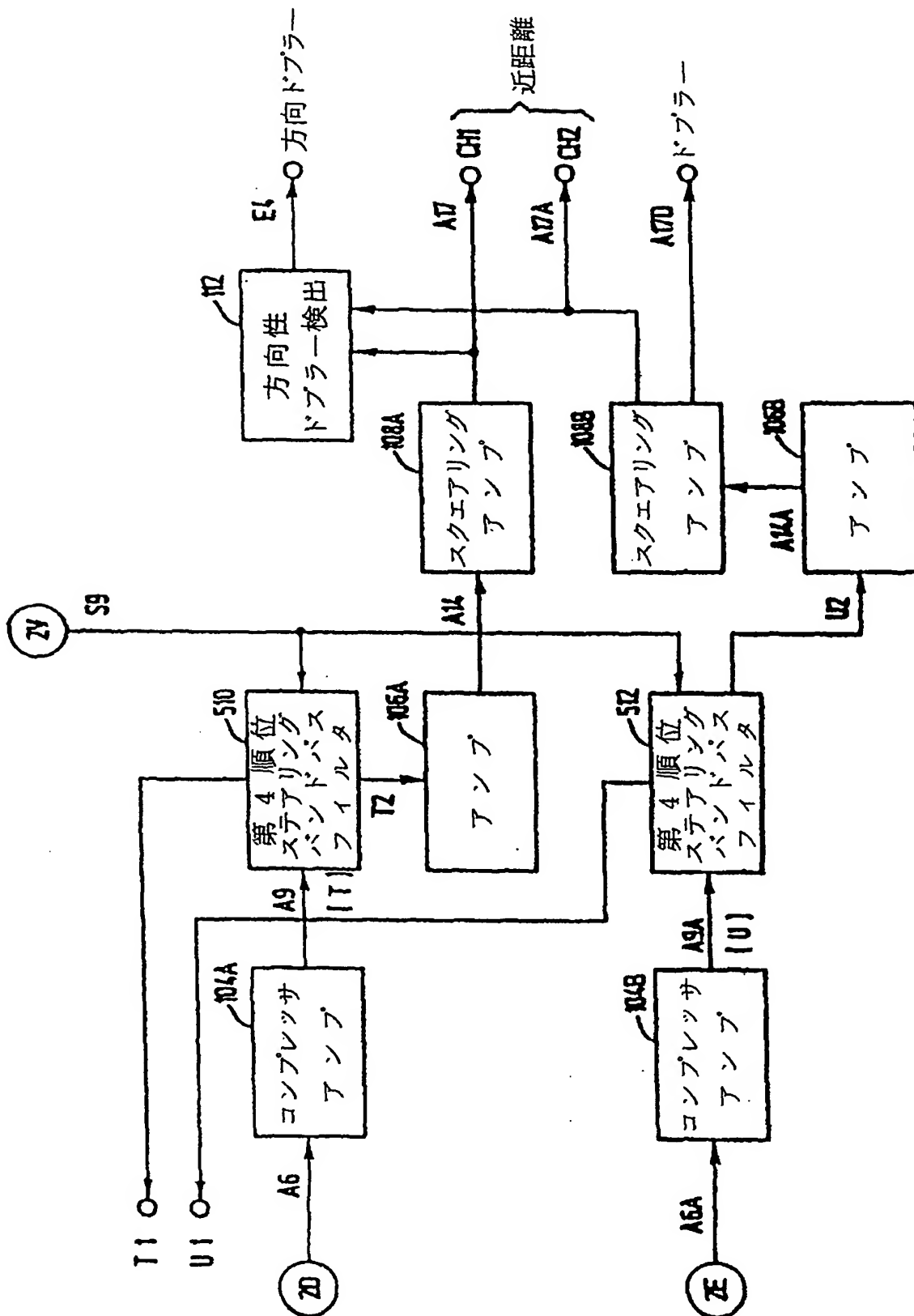


【第5A図】

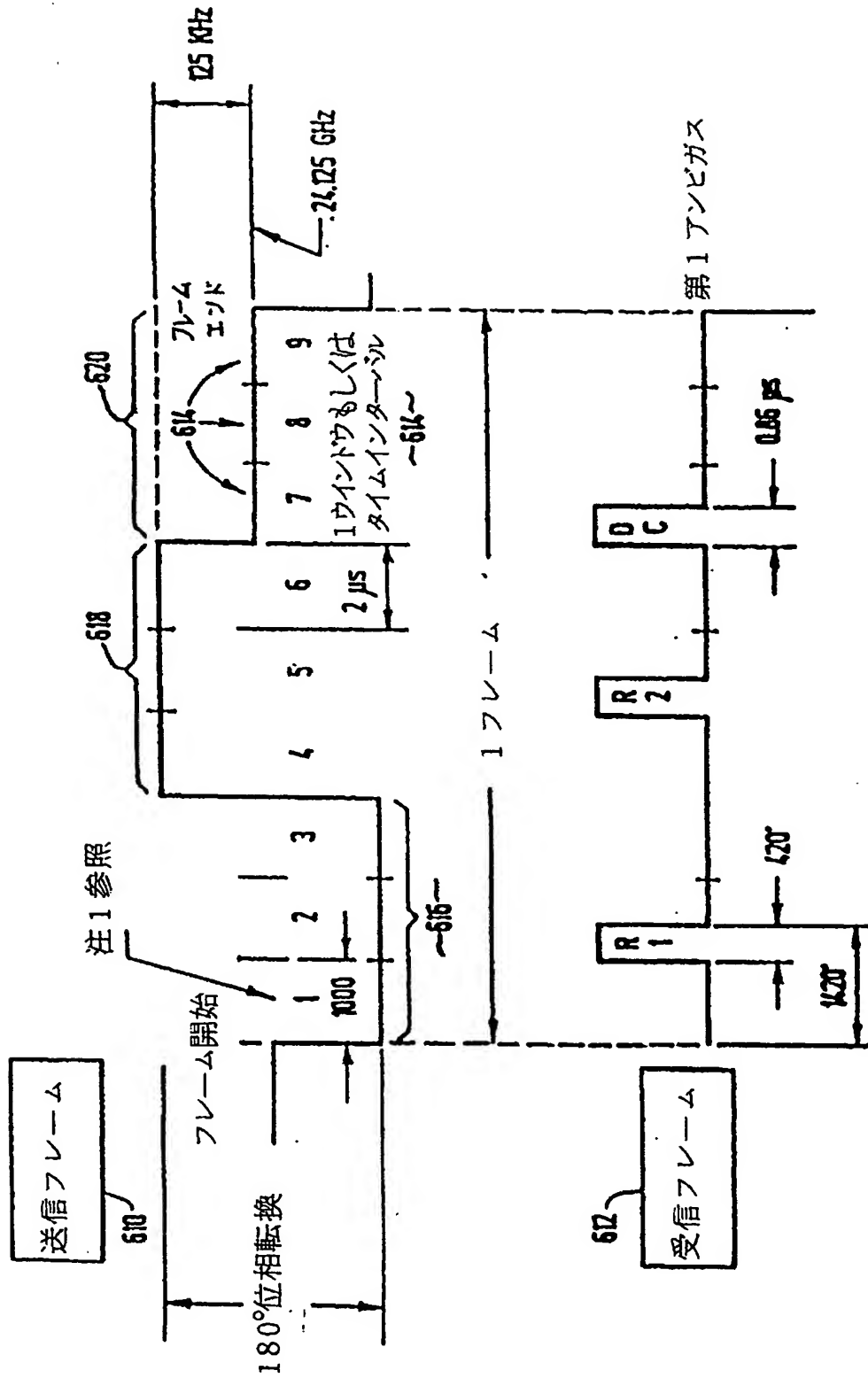


[illegible]

【第5C図】



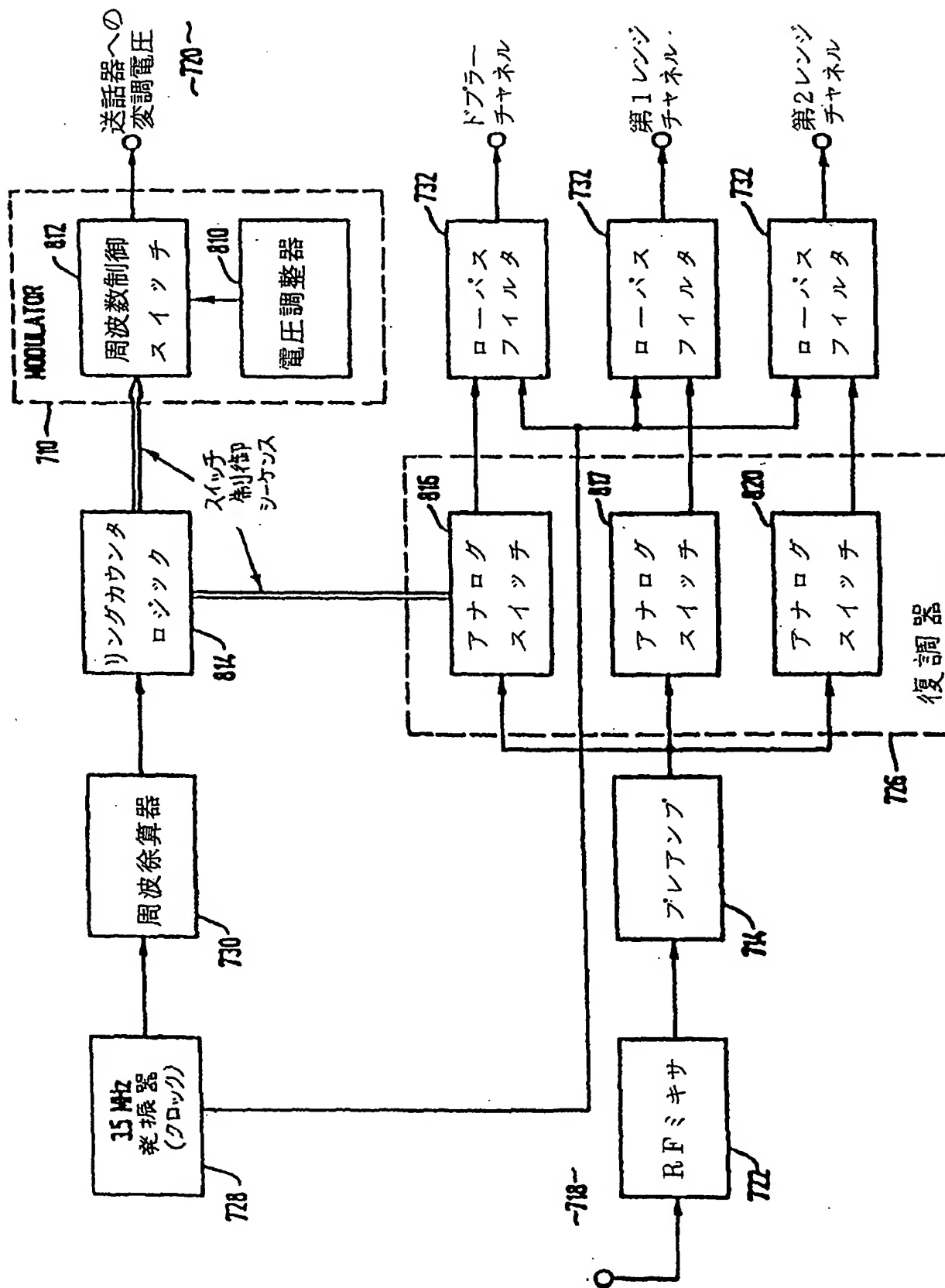
【第6図】



NOTE: 注1. ウィンドウ1、3、4、6、8、9は受信器には使用されない。  
 これらはアンテナビームステアリングやトランスポンダー  
 などのために使用される

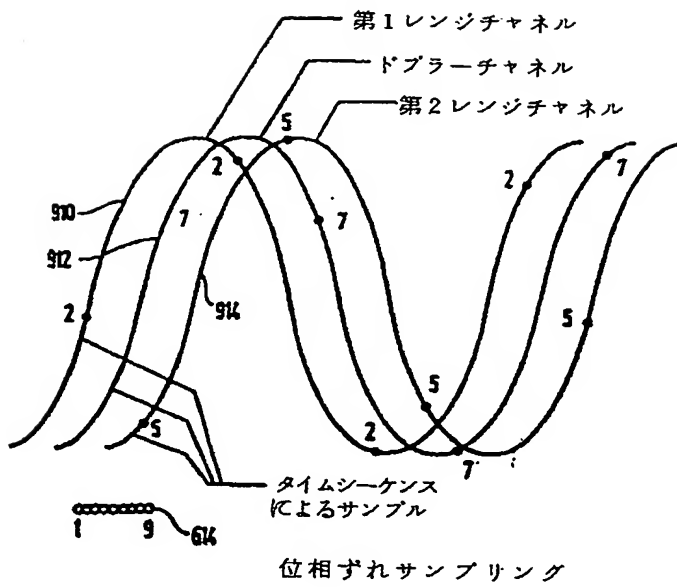


【第8図】

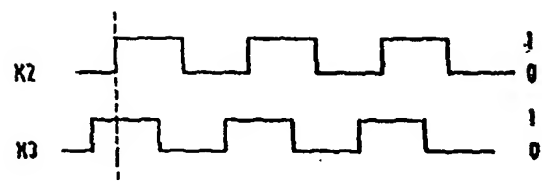




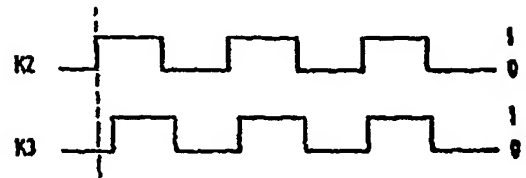
【第9図】



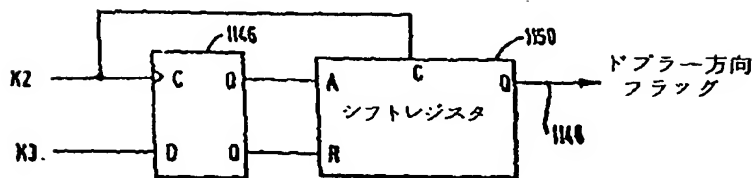
【第12B図】



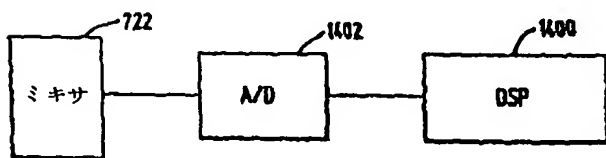
【第12C図】



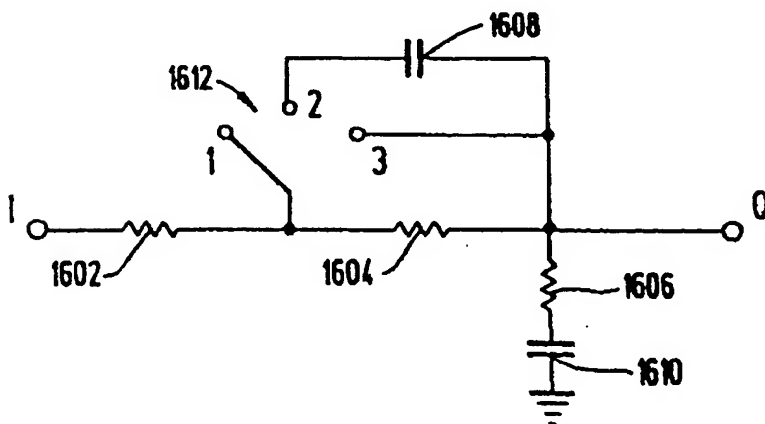
【第12A図】



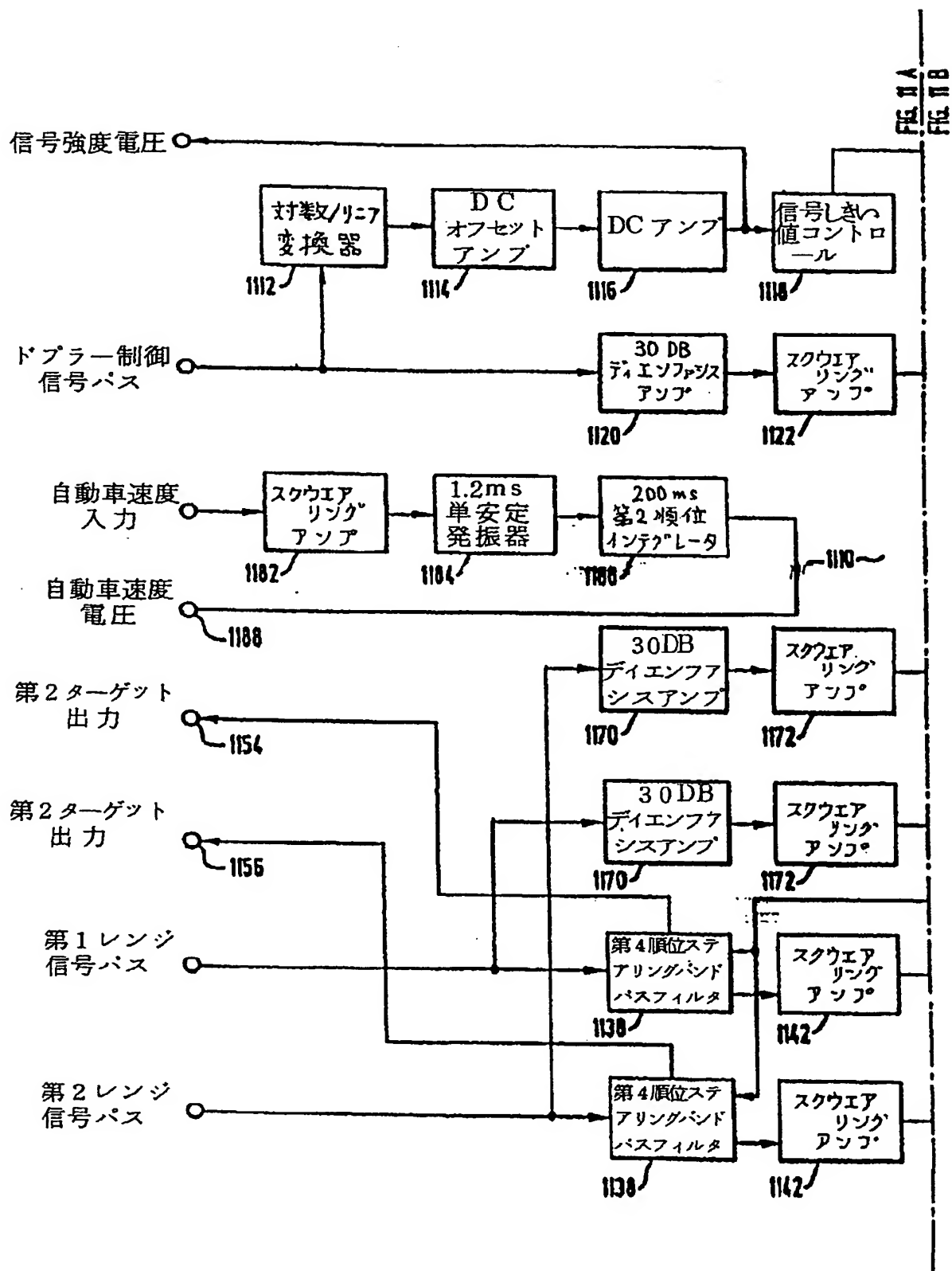
【第13図】



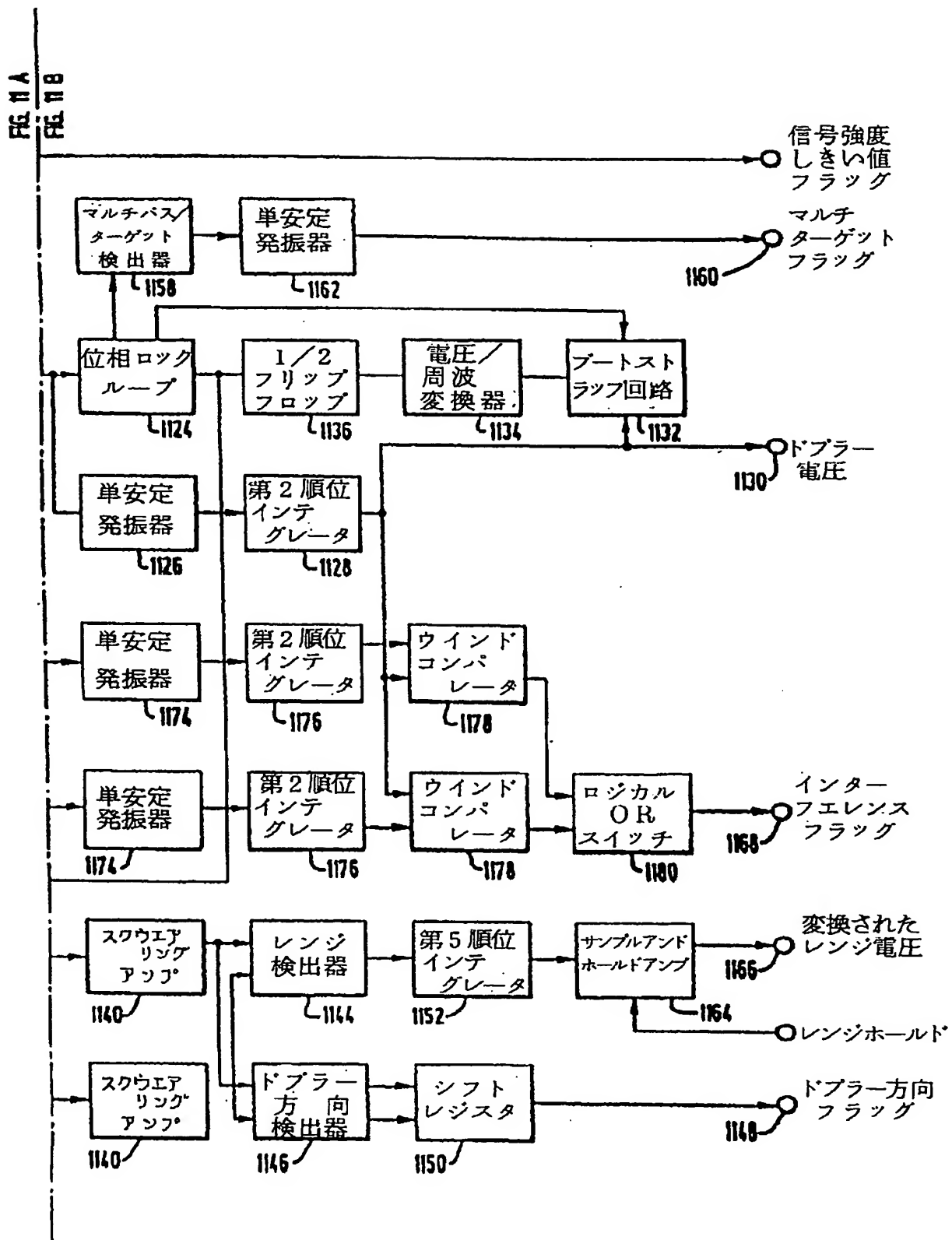
【第16図】



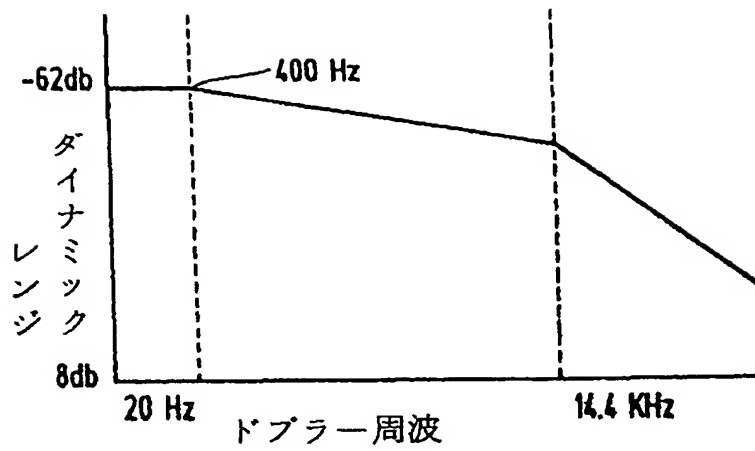
【第11A図】



【第11B図】

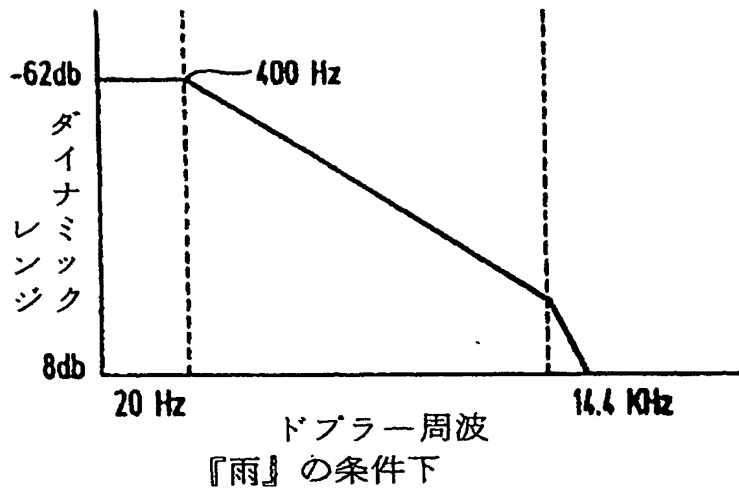


【第14図】



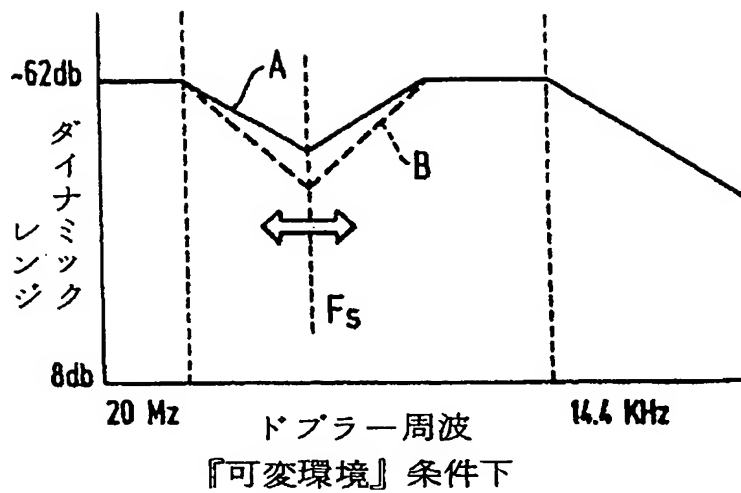
“フリーウェイ”条件下  
(高速道路)

【第15図】

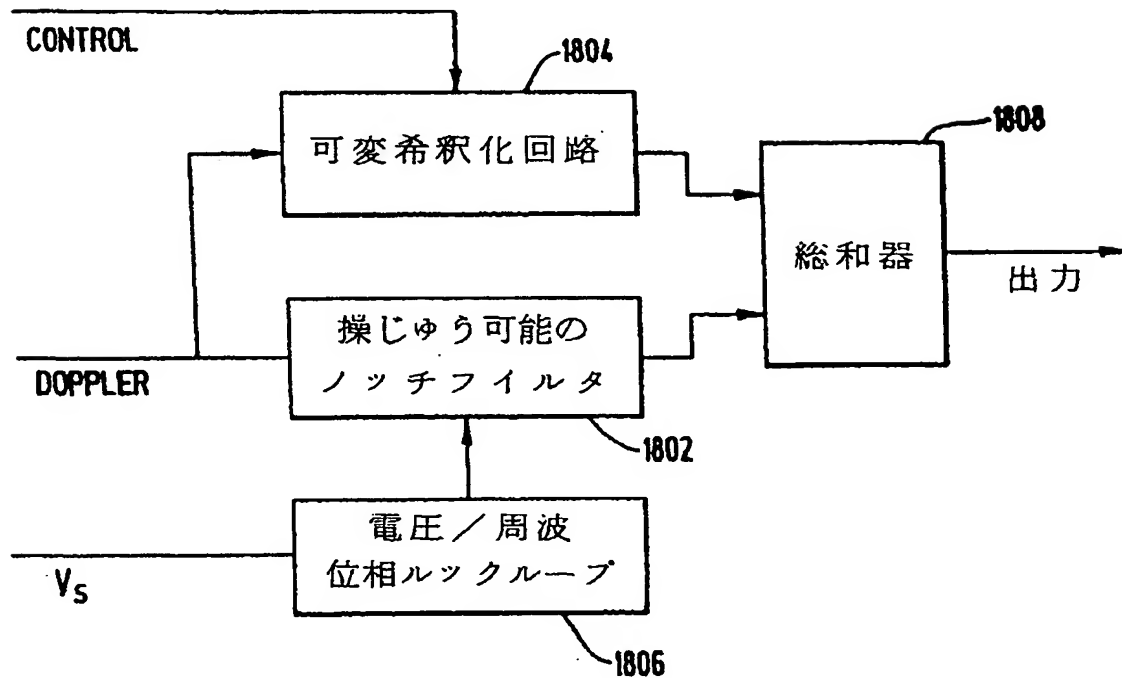


『雨』の条件下

【第17図】



【第18図】



フロントページの続き

- (31) 優先権主張番号 756, 176  
 (32) 優先日 平成3年9月6日(1991. 9. 6)  
 (33) 優先権主張国 米国(US)

前置審査

(56) 参考文献    特開 昭49-107491 (J P, A)  
                  特開 平 3 -51786 (J P, A)  
                  特開 昭49-50886 (J P, A)  
                  特開 昭51-137395 (J P, A)  
                  特開 昭61-54478 (J P, A)  
                  特公 昭51-23440 (J P, B 1)  
                  米国特許3952303 (U S, A)

(58) 調査した分野(Int. Cl.<sup>7</sup>, D B 名)

G01S 7/00 - 7/42

G01S 13/00 - 13/95